radioelektronik

12 '79

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

PL ISSN 0137–6802

ogłoszenia

Sprzedam unowocześniony japoński transceiver FT7 z oryginalnym zasilaczem i mikrofonem. Grzegorz Kurzawa, ul. Kolejowa 54 m 6, 53-508 Wrocław.

Kupię pełnosprawną RBM1 lub podobną. Jan Tomecki, ul. A. Czerwonej 3/1, 44-240 Żory, tel. 41619.

Transceiver UNIDEN 2020 + VFO + SWR meter + lampy do PA po przystępnej cenie sprzedam. W. Żurański, ul. Sikorskiego 32/5, 45-520 Dąbrowa Górnicza-Ząbkowice.

Sprzedam automatyczny klucz telegraficzny oraz tyrystorowy zapłon samochodowy. Marek Smoleński, Kilińskiego 1 m 6, 00-257 Warszawa.

Kupię układy scalone MC1312P, MC1314P, MC1315P. Józef Wielowski, Makuszyńskiego 7/13, 58-309 Wałbrzych.

Złącza palcowe typu Jack'a mono i stereo. Uchwyty kasetowe, paskowe, narożniki kątowe, zaokrąglone, złącza do kolumn i wzmacniaczy. Wykonuje i wysyła Zakład Elektromechaniczny Edward Gradzik ul. Kryzysowa 25, 91-867 Łódź (dawniej Łagiewnicka 147).

Sprzedam roczniki 1978: Amatérské Radio A + B (18 szt), Funkamateur. Paweł Kazior, ul. Kniewskiego 16/6, 78-100 Kołobrzeg.

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat plus odczynniki) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 185 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skr. poczt. 344.

ZAKŁAD SPRZĘTU ELEKTROAKUSTYCZNEGO – 93-574 Łódź, ul. Świerczewskiego 49 oferuje usługi w zakresie montażu i naprawy aparatury elektroakustycznej. Specjalność: PHASING, OCTAVE MULTIPLEXER, FLANGER, CHORUS, ENVELOPE FOLLOWER. Zakład prowadzi naprawy i konserwację sprzętu elektroakustycznego firm zachodnich.

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 100 zł, wysyła za pobraniem ZAKŁAD ELEKTROMECHANICZNY ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

Naprawa, przewijanie głośników typów estradowego oraz compact krajowych i zagranicznych. Remonty sieci głośnikowej, kolumn głośnikowych na obiektach zamkniętych i otwartych, jak stadiony, szkoły itp.
Elektroniczne Leslie – odpowiednik głośników wirujących, dający na registrach fletowych i podobnych brzmienie określające organy wysokiej klasy. Wysyłam pocztą do oceny osobistej na tydzień. RADIO-MECHANIKA, ul. Królewska 20, 02-230 Kobyłka k/W-wy.

Cyfrowy częstościomierz 30 MHz zamienię na telewizor kolorowy. Antoni Biliński, Grabianiec 14/33, 91-149 Łódź, tel. 52-73-20.

ESKA-Radio, wykonawca powszechnie stosowanych w serwisie radiotelewizyjnym generatorów sygnałowych „ESKA-75", informuje uprzejmie PT klientów o zwyżce ceny o 200 zł. Obecnie generator kosztuje 3000 zł plus porto. Zamówienia przyjmuje – udziela informacji ESKA-Radio 87-821 Baruchowo.



Radioelektronik

GRUDZIEŃ 1979 ● ROCZNIK XXX (12)

12 '79

Z KRAJU I ZE ŚWIATA . . . 281

ELEKTROAKUSTYKA

Układy stabilizacji termicznej w wzmacniaczach m.cz. – Maciej Feszczuk . . . 283

Kasety „Ferrum Forte" – Albin Dłużniewski, Jan Kubera . . . 286

Układ „Dolby B" w magnetofonie ZK 246 – Jerzy Dobrzykowski . . . 289

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

Odbiornik radiofoniczny RADMOR 5102 – Maciej Sokólski . . . 294

PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

Triaki w zastosowaniach amatorskich – Wojciech Grzesiak, Jacek Pająk . . . 299

Układ scalony LA1230 – Mirosław Tarnowski . . . 301

URZĄDZENIA ZASILAJĄCE

Aktywny dzielnik napięcia – Ryszard Krogulski . . . 304

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE

Próbnik tranzystorów – Krzysztof Toboła . . . 305

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Dodatkowe prędkości w magnetofonach kasetowych MK 122, MK 125 – Jerzy Gdula . . . 306

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI . . . 308

RADIOAMATORSTWO W LOK

Krótkofalowcy NRD w Szczecinie . . . 311

RÓŻNE

Spis treści rocznika 1979 miesięcznika „Radioelektronik" . . . 312

PRZEGLĄD WYDAWNICTW . . . okł. IV



Wydawca

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Rezler inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło.

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Okładkę projektował Witold Rębkowski

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze roku bieżącego; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej – 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. **Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.**

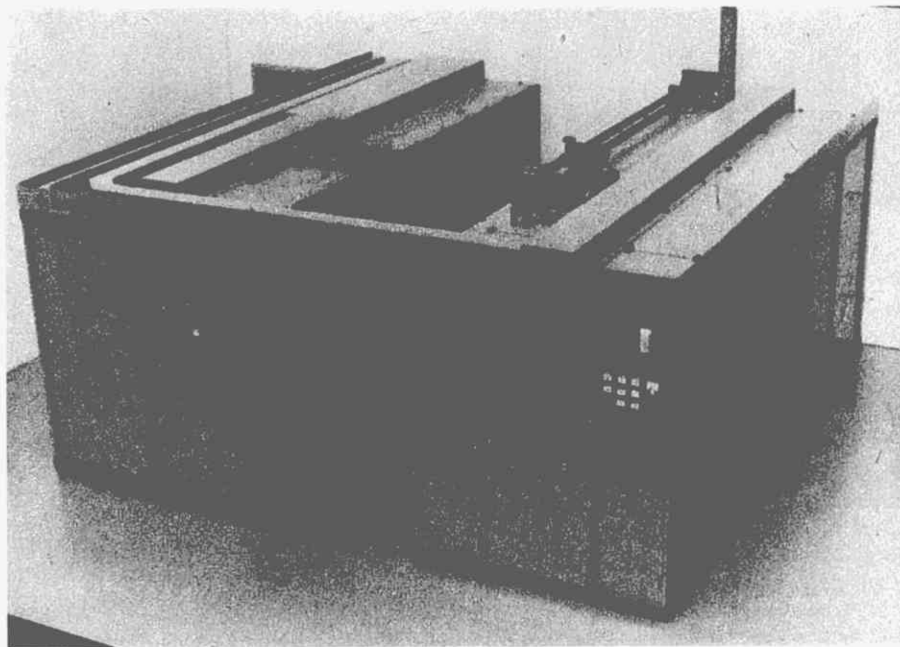
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O.W-wa nr 1153-201045-139-11 – w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów – 12 zł za słowo; ramkowe 1 cm^2 – 87 zł na III str. okładki i 116 zł na IV stronie okładki. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9, wewn. 261. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 7146/CD. Nakład 80 000 egz. C-109. Ark. druk. 4. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 8. Numer zamknięto 19.12.1979 r.

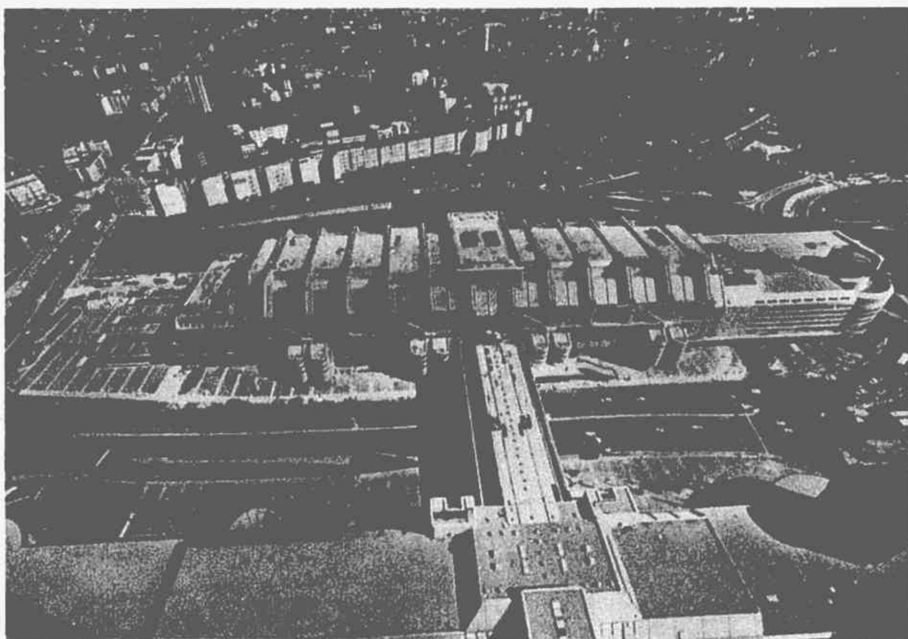
■ Staraniem Oddziału Bydgoskiego SEP odbędzie się w maju 1980 r. konferencja naukowo-techniczna oraz wystawa pn. „KONTAKTRONIKA 80". Celem konferencji i wystawy będzie zapoznanie konstruktorów sprzętu elektronicznego i telekomunikacyjnego z problematyką podzespołów stykowych i elektromechanicznych. Obrady będą odbywać się w czterech sekcjach obejmujących: zjawiska fizyczne na stykach, złącza w sprzęcie profesjonalnym, łączniki i przekaźniki w sprzęcie profesjonalnym i podzespoły dla elektronicznego sprzętu powszechnego użytku. Będzie to czwarta tego rodzaju impreza.

■ Firma AEG-Telefunken opracowała nowy system modulacji PDM (Pulse duration modulation) dla nadajników radiofonicznych (opatentowany pod nazwą PANTEL), który umożliwia uzyskanie dużej sprawności energetycznej średnio o 10% większej niż w klasycznej modulacji anodowej z transformatorem modulacyjnym. W systemie PDM wzmacniacz końcowy w.cz. jest kluczowany impulsami o szerokości zmieniającej się w takt sygnału małej częstotliwości. Zamiast drogiego transformatora modulacyjnego oraz przeciwsobnego wzmacniacza modulującego użyta jest jedna lampa (kluczująca), zwykle – dla ułatwienia eksploatacji – tego samego typu co lampa w.cz. Nadajnik zawiera tylko dwie wyżej wymienione lampy oraz lampę sterującą stopień końcowy w.cz. Pozostałe układy są stranzystorowane. Pracujący w systemie PDM nadajnik średniofalowy S4006 (fot. niżej) o mocy wyjściowej 600 kW osiąga sprawność 69% niezależnie od stopnia modulacji. Powierzchnia zajmowana przez nadajnik wynosi 5,6 × 5,5 m.



■ Nowo opracowane tranzystory mocy typu BD813, BD815 i BD817 oraz komplementarne dla nich BD814, BD816 i BD818 mają moc strat 12,5 W i napięcia U_{CEO} 45...80 V; obudowa TO-202, przy czym kolektor połączony jest z metalową płytką montażową.

■ Uruchomione w kwietniu br. Międzynarodowe Centrum Kongresowe (ICC) w Berlinie Zach. (fot. niżej) zawiera ponad 80 sal i pomieszczeń konferencyjnych oraz 2 duże sale przeznaczone na kongresy i występy artystyczne (jedna na 5000 miejsc, druga na 2000), z oddzielnymi scenami. Obie sale mogą być połączone, korzystają wówczas ze sceny o powierzchni 750 m^2.



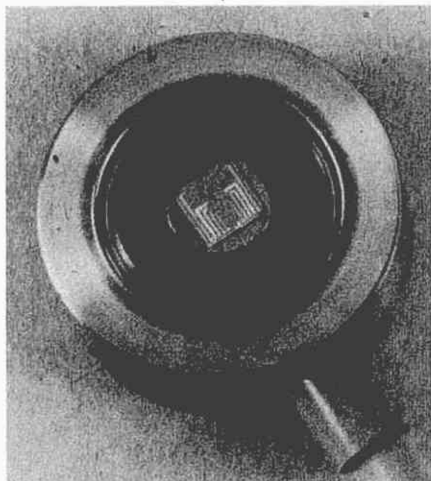
Duże sale mają 5-kanałowe urządzenia nagłośniające. Przy wykorzystaniu sal do koncertów i rewii poprawia się im właściwości akustyczne przez sprzężenie zawieszonych w środku sali mikrofonów z głośnikami umocowanymi przy ścianach. W salach konferencyjnych są zainstalowane również urządzenia do przekazywania bezprzewodowo tłumaczeń w ośmiu językach, przy wykorzystaniu podczerwieni. Producentem urządzeń na podczerwieni jest firma Senheiser. O wielkości instalacji elektroakustycznych świadczą:
- moc wyjściowa wzmacniaczy (35 kW),
- 500 kolumn głośnikowych oraz 200 dodatkowych głośników,
- 50-kanałowe urządzenia do regulacji pogłosu,
- 14 stołów mikserskich o 156 wejściach,
- moc urządzeń elektroakustycznych (135 kVA).

Do zasilania całego obiektu zainstalowano 11 transformatorów o mocy 1250 kVA każdy. Zastosowano tu po raz pierwszy na świecie sterowanie głośników komputerem w taki sposób, że słuchacze mogą określić, z którego miejsca sali przemawia dyskutant. Projekt i urządzenia opracowała firma AEG-Telefunken.

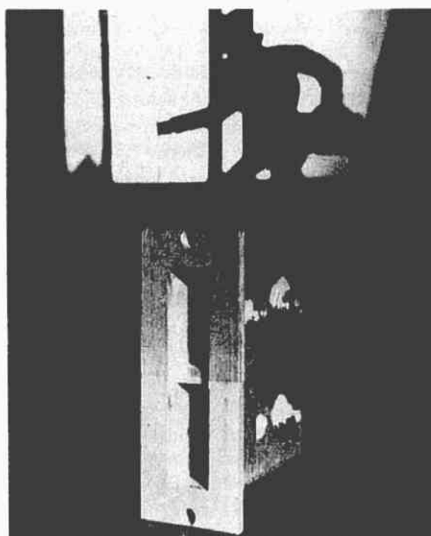
■ Na wystawie „TELECOM 79" w Genewie firma AEG-Telefunken demonstrowała urządzenia telekomunikacyjne, które spadły do morza z wysokości 20 km z satelity OTS-1. Satelita ten został wystrzelony we wrześniu 1977 r. i w 55 sekund po starcie eksplodował. Wyłowione podzespoły z satelity wykazały pełną sprawność zgodną z założonymi parametrami

■ Urządzenie „Telegon 7" demonstrowane na wystawie Military Electronics Defense EXPO 78 jest przeznaczone do namiarów stacji nadawczych przez służby łączności, policji lub wojsko. Pracuje ono w zakresach 20...500 MHz. Zastosowano odczyt cyfrowy na diodach zarówno namierzanego kąta jak również kierunku. Precyzyjne ustawienie anteny osiągnięto dzięki kontroli elektronicznej.

■ W latach 1980 produkcja czujników do sterowania procesów technologicznych za pomocą mikroprocesorów osiągnie w Europie Zach. wartość około pół miliona dolarów, z czego 35% przypada na czujniki ciśnienia. Około 75% tych czujników przeznaczonych jest dla przemysłu motoryzacyjnego (pomiar ciśnienia oleju w silniku i w układzie hamulców) oraz dla przemysłu urządzeń gospodarstwa domowego. Widoczna na fot. płytka czujnika jest wykonana z materiału piezoelektrycznego, zaś membranę tworzy płytka krzemowa o grubości 5 µm. Średnica membrany wynosi 5 mm, zaś całego czujnika 26 mm.



■ Czujnik wykrywania ruchomych obiektów oparty na mikrofalach opracowała firma Siemens. Na fot. poniżej widoczne są komory z wyjściami falowodowymi. Jedna promieniuje sygnał wytworzony przez oscylator Gunna o częstotliwości 9,35 GHz, druga odbiera odbite promieniowanie od poruszającego się obiektu za pomocą szybko działającej diody Schottky'ego. Wskutek odbicia od ruchomego obiektu następuje przesunięcie częstotliwości (efekt Dopplera), dające na wyjściu urządzenia sygnał pomiarowy.
Urządzenie o wielkości pudełka papierosów, zasilane napięciem 8 V, o mocy promieniowania 5 mW, umożliwia wykrycie poruszającego się obiektu z odległości 50 m; czas zadziałania urządzenia wynosi poniżej 10 ms.
Czujnik jest przeznaczony do systemów alarmowych oraz do regulacji ruchu kołowego na skrzyżowaniach w okresach małego natężenia.



■ Na wystawie AEROSALON w Paryżu demonstrowano nowy system szybkiego wykrywania i gaszenia ognia w samolocia FSS (Fire Suppresion System). Cały cykl wykrycia i ugaszenia ognia trwa 120 ms. Elementem gaszącym jest specjalny gaz „Freon 1301", w którego atmosferze człowiek może przebywać nie dłużej niż 5 minut bez szkodliwego wpływu na stan zdrowia. Czujnik pożaru pracuje w dwóch różnych zakresach spektralnych w celu wyeliminowania fałszywych alarmów. Sygnał z czujnika po wzmocnieniu uruchamia wentyl pojemnika gazowego w ciągu 12 ms, powodując błyskawiczne zmieszanie gazu z atmosferą i zlikwidowanie ognia. Urządzenie produkuje firma ELTRO GmbH.
Ta sama firma demonstrowała również laserowy miernik odległości. Nadajnik o mocy impulsu 6 MW (fala 1,06 µm) i długości 17 ns, zasilany z baterii 24 V, umożliwia pomiar odległości do 30 000 m z dokładnością ±5 m. Urządzenie może być zainstalowane na samolocie, na okręcie lub pojeździe naziemnym.

■ Miliwoltomierz analogowo-cyfrowy dla zakresu 0,7 mV do 1000 V (z wymiennymi sondami) w pasmie częstotliwości od 10 kHz do 2 GHz (fot. niżej) opracowała firma Rohde-Schwarz.



Odczyt cyfrowy po prawej stronie przyrządu dotyczy wartości w jednostkach napięcia V, mV lub w dBm (w stosunku do 1 mW na 50 omach); odczyt po lewej ma charakter analogowy o rozdzielczości 0,5 dB i służy do określenia tendencji zmian napięcia mierzonego.

■ Pierwszy satelita telekomunikacyjny systemu ECS (Europan Communication Satellite), przewidziany na okres siedmioletni, będzie wprowadzony na orbitę geostacjonarną w 1981 r., zaś drugi satelita tej serii (rezerwowy), rok później. Satelita będzie przekazywać 11 200 kanałów i dwa programy telewizyjne równocześnie; transponder będzie zawierać 12 kanałów o pasmie po 80 MHz. Satelita będzie odbierać sygnały z Ziemi w pasmie 14 GHz i nadawać w pasmie 11 GHz, zaś urządzenia teletransmisyjne będą pracować w technice cyfrowej (120 Mbit/s). Anteny satelity obejmą Europę, kraje północnoafrykańskie oraz Bliski Wschód. Satelity buduje na zlecenie Europejskiej Agencji (ESA) koncern British Aerospace, zaś urządzenia teletransmisyjne f-ma AEG-Telefunken za sumę około 60 mln DM, w tym również generator słoneczny o mocy 1,1 kW. Satelitę wyniesie na orbitę europejska rakieta ARIANE, której konstrukcja ma być gotowa w końcu roku 1980.

■ W ramach sieci INTELSAT przewiduje się pokrycie terenu Australii 76 stacjami naziemnymi do roku 1982. Sieć ta ma rozprowadzać trzy programy telewizyjne na terytorium całej Australii.

■ Dla szybkiego uruchomienia łączności Satellite Corporation dostarcza od 1978 r. przewoźne naziemne stacje satelitarne, które można przetransportować i uruchomić w ciągu 48 godzin. Stacja jest wyposażona w składaną antenę o średnicy 5 m i może być przewożona samochodem ciężarowym lub samolotem. System umożliwia uruchomianie 12 kanałów telefonicznych lub kanał transmisji danych o pojemności 56 kbit/s.

■ W Instytucie Badawczym AEG-Telefunken w Ulm opracowano laser półprzewodnikowy do sterowania światłowodów, którego element emitujący światło ma wymiary 0,005 × 0,001 mm.

■ Znana japońska firma NEC opracowała ostatnio nową serię tranzystorów polowych dużej mocy opartych na arsenku galu. Tranzystory te mogą zastąpić tradycyjne lampy z falą bieżącą w urządzeniach linii radiowych. Moc wyjściowa takich tranzystorów polowych wynosi 15 W przy częstotliwości 6 GHz i 1,1 W przy 14 GHz. Wymiary tranzystora około 1 cm^2, w porównaniu z lampą o długości 20 do 30 cm umożliwiają zmniejszenie gabarytów urządzeń, zmniejszenie poboru mocy oraz zwiększenie niezawodności. Opracowano również wzmacniacz o mocy 22 W w pasmie 6 GHz, zawierający dwa takie tranzystory.

■ W Brazylii ma być oddany do eksploatacji w 1980 r. regionalny system satelitarny pokrywający stacjami naziemnymi 13 stanów położonych w dolinie Amazonki. System będzie zawierać 500 kanałów telefonicznych i służbę teleksową.

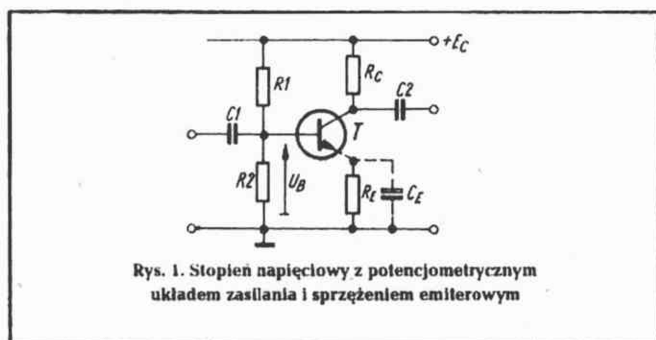
UKŁADY STABILIZACJI TERMICZNEJ W WZMACNIACZACH M.CZ.

mgr inż. MACIEJ FESZCZUK

Zapewnienie stabilności cieplnej poszczególnych członów układu należy do podstawowych zadań przy projektowaniu i konstruowaniu wzmacniacza m.cz. Poniżej opisane są zasady stabilizacji punktu pracy wzmacniaczy wstępnych oraz wzmacniaczy mocy.

WZMACNIACZE NAPIĘCIOWE

Stabilizacja punktów pracy wzmacniaczy napięciowych może być uzyskana względnie łatwo wobec niewielkich mocy wydzielających się w elementach czynnych oraz niewielkiego poziomu wzmacnianych sygnałów. W tych warunkach straty napięcia zasilania na elementach stabilizacji termicznej odgrywają rolę drugorzędną.
Przy rozpatrywaniu pojedynczego stopnia napięciowego najbardziej rozpowszechnionym układem stabilizacji punktu pracy jest układ potencjometryczny ze sprzężeniem emiterowym (rys. 1). Układ taki może zapewnić wystarczającą stałość prądu emitera (kolektora) dla przeciętnych warunków pracy.



Rys. 1. Stopień napięciowy z potencjometrycznym układem zasilania i sprzężeniem emiterowym

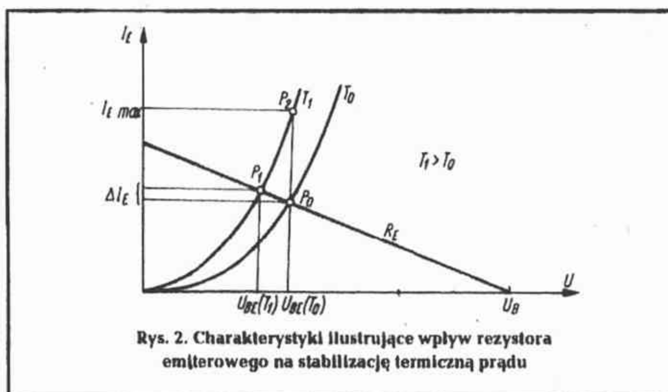
W przypadku stosowania tranzystorów krzemowych wpływ zmian termicznych prądu zerowego I_{CB0} (bardzo małe wartości) oraz współczynnika h_{21E} (wartości duże) na stabilność punktu pracy może być pominięty, a do uwzględnienia pozostaje jedynie zmiana napięcia baza-emiter tranzystora, która przebiega zgodnie z wzorem:

$$U_{BE}(T_j) = U_{BE}(T_o) - c(T_j - T_o) \qquad (1)$$

w którym:
$c = 2,3\ mV/°C$ (współczynnik określający wzrost napięcia U_{BE} w funkcji temperatury),
T_j – temperatura złącza,
T_0 – początkowa temperatura złącza.
Stabilizacja prądu emitera następuje w wyniku działania ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składowej stałej dzięki umieszczeniu rezystancji R_E w obwodzie emiterowym rozpatrywanego stopnia.
Wymaganą wartość rezystancji R_E można wyznaczyć z zależności:

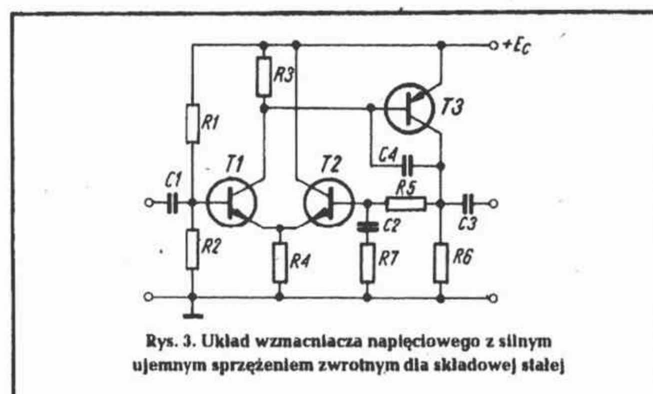
$$R_E = \frac{c \cdot (T_j - T_o)}{\Delta I_E} \qquad (2)$$

przy czym: ΔI_E jest założoną dopuszczalną zmianą prądu emitera w określonym przedziale temperatur.
Skutki stosowania stabilizacji są przedstawione graficznie na rysunku 2.
W razie braku rezystora emiterowego wzrost temperatury od wartości T0 do T1 spowodowałby przyrost prądu emitera do wartości I_{Emax} (punkt P2); przy zastosowaniu rezystora emiterowego przyrost prądu emitera jest znacznie mniejszy (punkt P1) i maleje ze wzrostem wartości tego rezystora. Rezystory w dzielniku bazowym R1 i R2 powinny spełniać warunek,



Rys. 2. Charakterystyki ilustrujące wpływ rezystora emiterowego na stabilizację termiczną prądu

aby prąd dzielnika był 10...20 razy większy od maksymalnej wartości prądu bazy tranzystora, co pozwala na pominięcie wpływu zmian termicznych współczynnika h_{21E} na stabilność punktu pracy. Zastosowanie kondensatora C_E umożliwia wyeliminowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego dla składowej zmiennej.
W przypadku stosowania układów wielostopniowych o sprzężeniu galwanicznym i silnym ujemnym sprzężeniu zwrotnym dla składowej stałej problem stabilizacji termicznej poszczególnych tranzystorów staje się mało istotny.
Przykładowo: na rys. 3 przedstawiono wzmacniacz napięciowy z b. silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym dla składowej



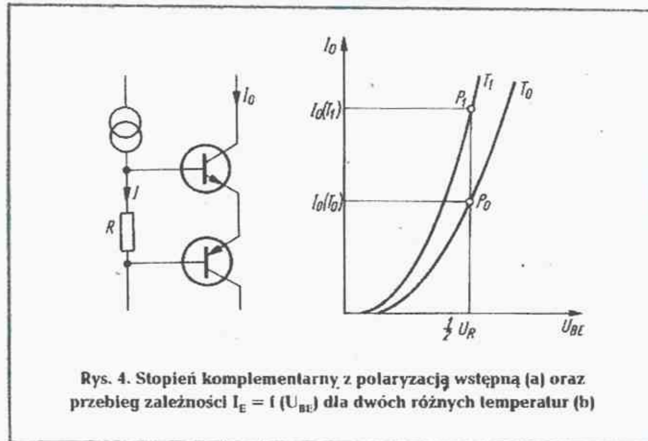
Rys. 3. Układ wzmacniacza napięciowego z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym dla składowej stałej

stałej. Sygnał sprzężenia zwrotnego jest doprowadzony z wyjścia układu (kolektor tranzystora T3) przez rezystor R5 do bazy tranzystora T2. Zastosowanie dodatkowo układu różnicowego w stopniu wejściowym umożliwia nieuwzględnianie w zasadzie wpływu zmian termicznych parametrów tranzystorów na stabilność punktów pracy.
Jedynym warunkiem jest stabilność elementów biernych. Dotyczy to szczególnie rezystorów R1 i R2 (należy stosować typ MŁT lub AT) oraz kondensatora C2 (w przypadku stosowania kondensatora elektrolitycznego najlepiej jest zastosować kondensator tantalowy).
Dla składowej zmiennej wzmocnienie tego układu określa stosunek rezystorów R5 i R7.

WZMACNIACZE MOCY

Układy wzmacniaczy mocy mają zazwyczaj wystarczająco stabilne punkty robocze dzięki silnemu ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu, które wymusza założone potencjały w poszczególnych punktach układu. Działanie tego sprzężenia nie obejmuje jednak prądu spoczynkowego tranzystorów mocy. Prąd ten może, w razie braku odpowiedniego przeciwdziałania, wzrosnąć do wartości grożących zniszczeniem tranzystorów stopnia końcowego. Przyczyną wzrostu wartości prądu spoczynkowego w razie braku jego stabilizacji jest dodatnie cieplne sprzężenie zwrotne.

Podstawowym parametrem ulegającym zmianie jest napięcie baza-emiter zmieniające się zgodnie z zależnością (1). W przypadku przedstawionym na rys. 4a zmiana napięcia U_{BE} pod wpływem temperatury spowoduje wzrost prądu spoczynkowego I_0 wskutek stałego napięcia wymuszenia U_R. Wzrost prądu



Rys. 4. Stopień komplementarny z polaryzacją wstępną (a) oraz przebieg zależności $I_E = f(U_{BE})$ dla dwóch różnych temperatur (b)

nagrzewa dodatkowo tranzystor, pociągając za sobą dalszą zmianę napięcia U_{BE}, co jest przyczyną dalszego wzrostu prądu I_0 (rys. 4b).

Konieczne jest w tym przypadku przeciwdziałanie polegające na:

- umieszczeniu zamiast rezystora R elementu o ujemnym współczynniku termicznym,
- umieszczeniu tranzystorów mocy na odpowiednich radiatorach odprowadzających energię cieplną.

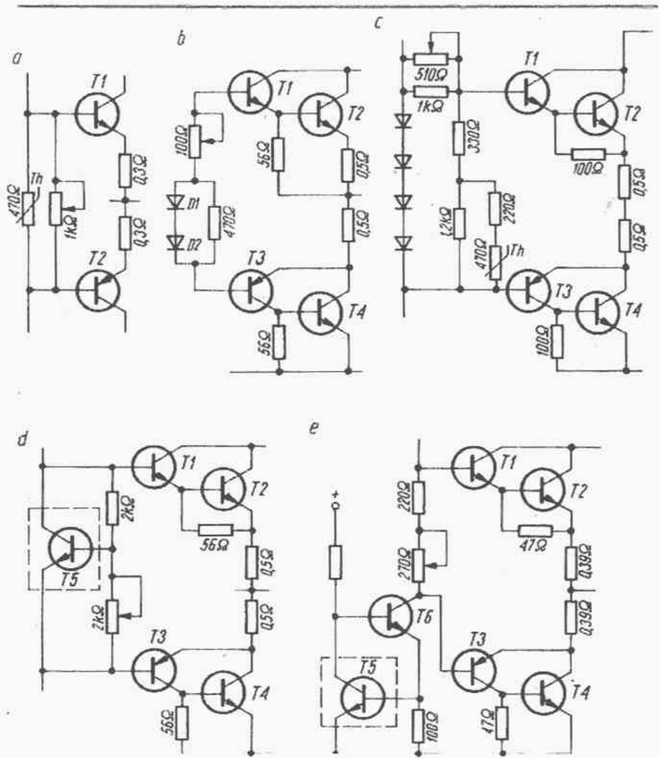
Zastosowanie w tym przypadku metody podobnej do opisanej wyżej, a dotyczącej stopni napięciowych, nie wchodzi w rachubę z uwagi na straty mocy.

Do stabilizacji punktu pracy tranzystorów mocy oprócz odpowiednich radiatorów stosowane są prawie wyłącznie elementy nieliniowe o ujemnym współczynniku termicznym. Włączane w obwody emiterowe niewielkie rezystory R_E o wartości 0,33...1 Ω mogą najwyżej – przy wystąpieniu znacznej i szybko narastającej różnicy temperatur między złączami tranzystorów wyjściowych a elementem nieliniowym – ograniczyć moc wydzielaną tak, aby nie przekroczyła ona największej dopuszczalnej mocy strat dla danego elementu w danych warunkach chłodzenia.

Przykłady najczęściej spotykanych układów stabilizacji termicznej prądu spoczynkowego tranzystorów mocy przedstawiono na rysunku 5.

W układzie przedstawionym na rys. 5a zastosowano do stabilizacji termistor z równolegle przyłączonym rezystorem liniowym wykorzystywanym równocześnie do ustawienia wymaganej wartości prądu spoczynkowego tranzystorów mocy.

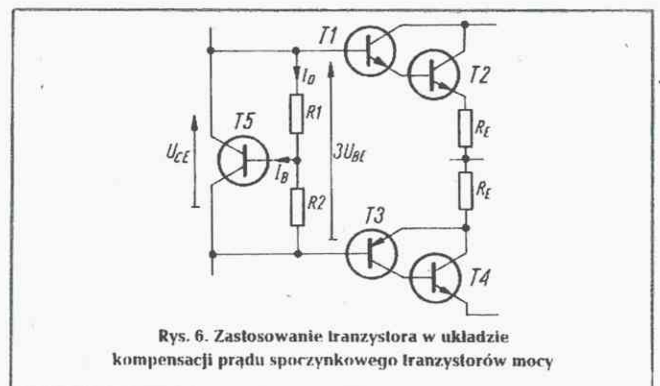
Lepszą kompensację uzyskuje się przy zastosowaniu szeregowo połączonych diod, których współczynnik termiczny napięcia jest podobny do współczynnika zmian wartości U_{BE} tranzystorów mocy (rys. 5b).



Rys. 5. Przykłady układów kompensacji prądu spoczynkowego tranzystorów mocy

W układach większej mocy stosowane są z reguły bardziej złożone diodowo-termistorowe układy kompensacji termicznej (rys. 5c) lub jest stosowana kompensacja za pomocą dodatkowych tranzystorów. Najczęściej spotykane układy przedstawione są na rys. 5d,e. W pierwszym przypadku zmiana napięcia U_{BE} tranzystora T5 pod wpływem temperatury rzutuje bezpośrednio na zmianę napięcia polaryzacji między bazami stopnia mocy. Natomiast w przypadku drugim, zastosowano temperaturowo-zależne źródło prądowe.

Najbardziej rozpowszechniony jest układ przedstawiony na rys. 5d; jest to jednocześnie bardzo skuteczny układ stabilizacji. Niżej podana jest przybliżona analiza jego działania oraz sposób doboru rezystancji R1 i R2 dla przypadku przedstawionego na rys. 6.



Rys. 6. Zastosowanie tranzystora w układzie kompensacji prądu spoczynkowego tranzystorów mocy

Napięcie kolektor-emiter tranzystora T5 zastosowanego w układzie kompensacyjnym można wyrazić następująco:

$$U_{CET5} = I_D \cdot R1 + U_{BET5} \quad (3)$$

ale

$$U_{BET5} = (I_D - I_B) \cdot R2 \approx I_D \cdot R2 \quad (4)$$

Stąd

$$I_D \approx U_{BET5}/R2 \quad (5)$$

Po podstawieniu (5) do (3) otrzymuje się:

$$U_{CET5} = U_{BET5} \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \qquad (6)$$

Wobec tego można przyjąć, że wskutek zmiany temperatury przyrost napięcia ΔU_{CE} wyniesie:

$$\Delta U_{CE} = \Delta U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \qquad (7)$$

Aby nastąpiła kompensacja napięcia na złączach baza-emiter tranzystorów stopnia końcowego układu przedstawionego na rys. 6 (tranzystory T1, T2 i T3) powinien być spełniony warunek:

$$\Delta U_{CE} = 3\Delta U_{BE} \qquad (8)$$

Po podstawieniu zależności (8) do (7) warunek, który powinien być spełniony przy doborze rezystancji R1 i R2 jest następujący:

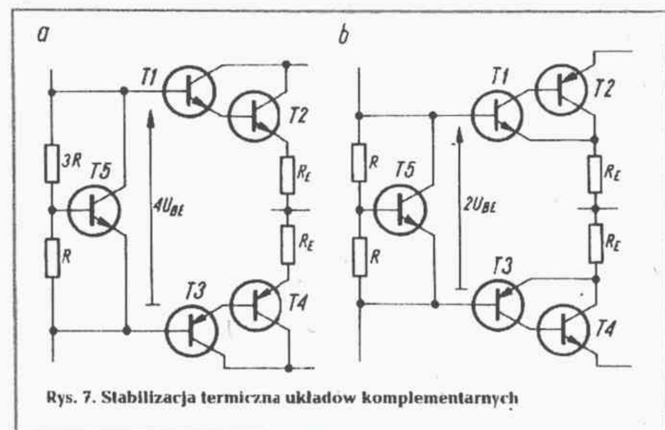
$$\frac{R1}{R2} = 2 \qquad (9)$$

Przy wyborze wartości rezystancji R1 i R2 należy spełnić także warunek:

$$I_D \geq 50 \cdot I_B \qquad (10)$$

Ze względu na konieczność wstępnego ustawienia wartości prądu spoczynkowego tranzystorów stopnia końcowego wartość rezystancji R2 powinna być regulowana w pewnych granicach. Zastosowanie jako zmiennego rezystora R1 lub zastosowanie wprost potencjometru ze ślizgaczem dołączonym do bazy tranzystora może w razie przerwy lub znacznego wzrostu rezystancji styku doprowadzić do niekontrolowanego wzrostu prądu spoczynkowego tranzystorów mocy, a tym samym zniszczyć stopień końcowy.

Zastosowanie tego typu stabilizacji termicznej w układach w pełni komplementarnych przedstawiono na rys. 7a, b.



Rys. 7. Stabilizacja termiczna układów komplementarnych

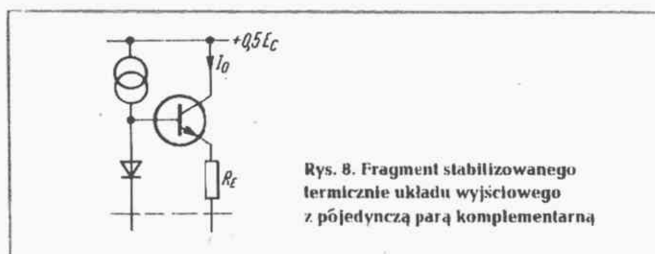
W przypadku przedstawionym na rys. 7a element stabilizujący musi kompensować zmiany termiczne złączy baza-emiter czterech różnie nagrzewających się tranzystorów, natomiast w przypadku drugim – tylko dwóch znacznie mniej nagrzewających się tranzystorów sterujących, które bezpośrednio kontrolują prąd spoczynkowy tranzystorów mocy. Dlatego układ z rys. 7b jest korzystniejszy, szczególnie przy konstruowaniu wzmacniaczy wielkiej mocy.

Skuteczność stabilizacji termicznej zależy w znacznej mierze od miejsca umieszczenia elementu stabilizującego. Ponieważ najbardziej nagrzewają się tranzystory mocy, element stabilizujący powinien być umieszczony w ich pobliżu, jednak przy zwieraniu termicznym z radiatorem, które daje najlepsze rezultaty, należy zachować ostrożność z uwagi na możliwość „przekompensowania" układu. W takiej sytuacji nastąpi znaczne zmniejszenie założonego prądu spoczynkowego.

Optymalną rezystancję termiczną można osiągnąć stosując różnej grubości podkładki między tranzystorem układu stabilizującego (T5) a radiatorem (korzystne jest stosowanie jako elementu kompensacyjnego tranzystora w obudowie plastykowej z otworem, np. BD135, który można łatwo przykręcić do radiatora). Uwaga powyższa nie dotyczy układu z rys. 7b, w którym element stabilizujący powinien być zwarty termicznie z tranzystorami sterującymi (T1 i T3).

Na stabilizację prądu spoczynkowego mają – jak wspomniano wyżej – pewien wpływ rezystory R_E. Wartości tych rezystorów można wyznaczyć uwzględniając najgorszy przypadek, tzn. znacznie szybszego ostudzenia złącza tranzystora stabilizującego niż złączy tranzystorów mocy.

Przebieg analizy jest następujący (rys. 8).



Rys. 8. Fragment stabilizowanego termicznie układu wyjściowego z pojedynczą parą komplementarną

Warunkiem stabilności cieplnej jest spełnienie nierówności:

$$P_D > P_0 \qquad (11)$$

w której:

P_D – maksymalna moc wydzielana w elemencie w warunkach dynamicznych,

P_0 – moc wydzielana w warunkach statycznych.

$$P_0 = 0{,}5 \cdot E_c \cdot I_0 \qquad (12)$$

przy czym:

I_0 – prąd spoczynkowy tranzystorów mocy

E_c – napięcie zasilania układu.

Pomijając wyprowadzenie, zależność, według której można wyznaczyć wartość R_E, jest następująca (oznaczenia jak poprzednio):

$$R_E > \frac{0{,}5 \cdot E_c \cdot c \cdot \Delta T_j}{P_D - 0{,}5 \cdot E_c \cdot I_0} \qquad (13)$$

Przyrost temperatury złączy można wyznaczyć obliczając temperaturę początkową złącza przy uwzględnieniu mocy wydzielanej w elemencie wskutek przepływu prądu spoczynkowego:

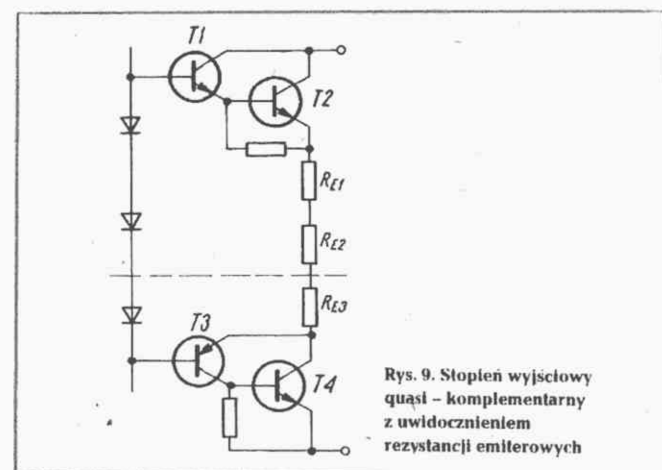
$$\Delta T_j = T_{jmax} - (P_0 \cdot R_{Tj-a} + T_a) \qquad (14)$$

przy czym:

T_{jmax} – założona maksymalna temperatura złącza,

R_{Tj-a} – rezystancja termiczna złącze-otoczenie.

W przypadku układu złożonego (rys. 9) należy obliczyć wymaganą wartość rezystancji R_E dla każdego tranzystora, którego złącze baza-emiter wpływa na ustalenie prądu spoczynkowego I_0.



Rys. 9. Stopień wyjściowy quasi – komplementarny z uwidocznieniem rezystancji emiterowych

Wymaganą wartość rezystancji R_{E2} dla tranzystora T2 można wyznaczyć, posługując się zależnością (13), natomiast dla tranzystorów T1 oraz T3 odpowiadające im rezystancje R_{E1} i R_{E3} należy wyznaczyć uwzględniając współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystorów T2 i T4. Zmiana pod wpływem temperatury napięcia U_{BE} tranzystora T4 nie wpływa w istotny sposób na zmianę prądu spoczynkowego, ponieważ jest on kontrolowany przez T3.
Wymagany warunek na wartość rezystancji R_E kompensujących zmiany termiczne złącz tranzystorów sterujących T1 i T3, jest następujący:

$$R_E > \frac{0,5 \cdot E_c \cdot \alpha \cdot \Delta T_j}{(P_D - 0,5E_c \cdot I_0) \cdot h_{21E\,T2,\,T4}} \qquad (15)$$

Ponieważ istotna jest łączna suma rezystancji w pętli, a nie wartości poszczególnych składników, należy więc w układzie praktycznym sumaryczną wartość rezystancji R_E podzielić na dwie równe części, aby zapewnić równomierne obciążenie obu połówek dla składowej zmiennej.

Przykład

Obliczyć wartości rezystorów R_E dla wzmacniacza z układem wyjściowym quasi-komplementarnym (rys. 9) o następujących danych:

Tranzystory wyjściowe T2, T4
I_0 – 100 mA
$0,5E_c$ = 25 V
h_{21E} = 20 A/A
T_{jmax} = 160°C
$R_{Tj\text{-}a}$ = 7,35°C/W
T_a = 35°C
P_D – 17 W

Tranzystory sterujące T1, T3
I_0 = 25 mA
T_{jmax} = 120°C
$R_{Tj\text{-}a}$ = 56,5°C/W
P_D – 1,5 W

1. Obliczenie wartości ΔT_j dla tranzystorów wyjściowych wg zależności (14)

$$\Delta T_j = 160 - (25 \cdot 0,1 \cdot 7,35 + 35) \approx 107°C$$

2. Obliczenie wartości rezystancji R_{E2} wg zależności (13)

$$R_{E2} > \frac{25 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 107}{17 - 25 \cdot 0,1}$$

Po obliczeniu wartości wyrażenia otrzymano:

$$R_{E2} > 0,42\ \Omega$$

3. Obliczenie wartości ΔT_j dla tranzystorów sterujących:

$$\Delta T_j = 120 - (25 \cdot 25 \cdot 10^{-3} \cdot 56,5 + 35) \approx 50°C$$

4. Obliczenie wartości rezystancji R_{E1} i R_{E3} na podstawie zależności (15):

$$R_{E1}, R_{E3} > \frac{25 \cdot 2,3 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{(1,5 - 25 \cdot 25 \cdot 10^{-3}) \cdot 20}$$

Po obliczeniu wartości wyrażenia:

$$R_{e1}, R_{e3} > 0,16\ \Omega$$

5. Wyznaczenie najmniejszej wartości każdego z dwóch rezystorów do obwodów emiterowych:

$$\frac{R_{E1} + R_{E2} + R_{E3}}{2} = \frac{0,16 + 0,42 + 0,16}{2} \approx 0,32\ \Omega$$

LITERATURA

1. M. Feszczuk – Wzmacniacze elektroakustyczne. WKŁ, 1978 r.
2. J. Pawłowski – Podstawowe układy elektroniczne. Wzmacniacze i generatory. WKŁ, 1975 r.
3. J. Čermak, K. Jurkovič – Projektowanie i konstrukcja wzmacniaczy tranzystorowych m.cz. WNT, 1976 r.

KASETY „FERRUM FORTE"

mgr ALBIN DŁUŻNIEWSKI
mgr JAN KUBERA

W Zakładach Włókien Chemicznych „Chemitex-Stilon" opracowano nowy typ taśmy magnetycznej do kaset magnetofonowych o nazwie handlowej „Ferrum Forte". Kasety te zawierają taśmę magnetyczną wytworzoną na nowym, ulepszonym nośniku żelazowym, a jakość ich jest tej klasy co taśm: „Superferrodynamic" f-my Agfa-Gevaert, „LH Super" f-my BASF, „Super Hi-Ferro" f-my Philips.
O jakości taśmy magnetycznej decydują jej parametry elektroakustyczne i fizykomechaniczne. Taśmy „Ferrum Forte" mają identyczne parametry fizykomechaniczne jak taśmy niskoszumowe dotychczas produkowane.
W niniejszym artykule przedstawione są parametry elektroakustyczne taśm „Ferrum Forte" w porównaniu z parametrami taśm niskoszumowych i taśm odniesienia (wzorcowych) zalecanych przez Międzynarodową Komisję Elektrotechniczną (IEC).
Niżej podane są definicje podstawowych parametrów elektroakustycznych taśm, niezbędne do właściwego zrozumienia prezentowanych w artykule wykresów porównawczych.

■ Prąd podkładu i punkt pracy

Prąd podkładu jest to prąd wielkiej (ponadakustycznej) częstotliwości płynący w głowicy zapisującej. Częstotliwość tego prądu w magnetofonach kasetowych wynosi od 60 do 120 Hz. Punkt pracy jest to taka wartość prądu podkładu, przy której właściwości elektroakustyczne taśmy są optymalne.

W ZWCH „Chemitex-Stilon" stosuje się następujący sposób wyznaczania punktu pracy. Wyznacza się dla taśmy odniesienia krzywą czułości dla 6,3 kHz w funkcji prądu podkładu, przy poziomie 20 dB niższym od poziomu odniesienia. Spadek napięcia o 2,5 dB od maksimum czułości w kierunku prądu podkładu o większym natężeniu jest pożądanym punktem pracy. Odpowiadające temu punktowi natężenie prądu podkładu przyjmuje się za 0 dB. Taki sposób wyznaczania punktu pracy jest zgodny z zaleceniami RWPG.

■ Taśma odniesienia (wzorcowa) – taśma bez zapisu magnetycznego przeznaczona do porównywania względnych wartości parametrów taśmy badanej. Za taśmę odniesienia dla taśm typu „Ferrum Forte" przyjęto taśmę typu TP18 LHS z nośnikiem wzorcowym T308S. Dokładniejsze dane o taśmach odniesienia można znaleźć w literaturze [5].

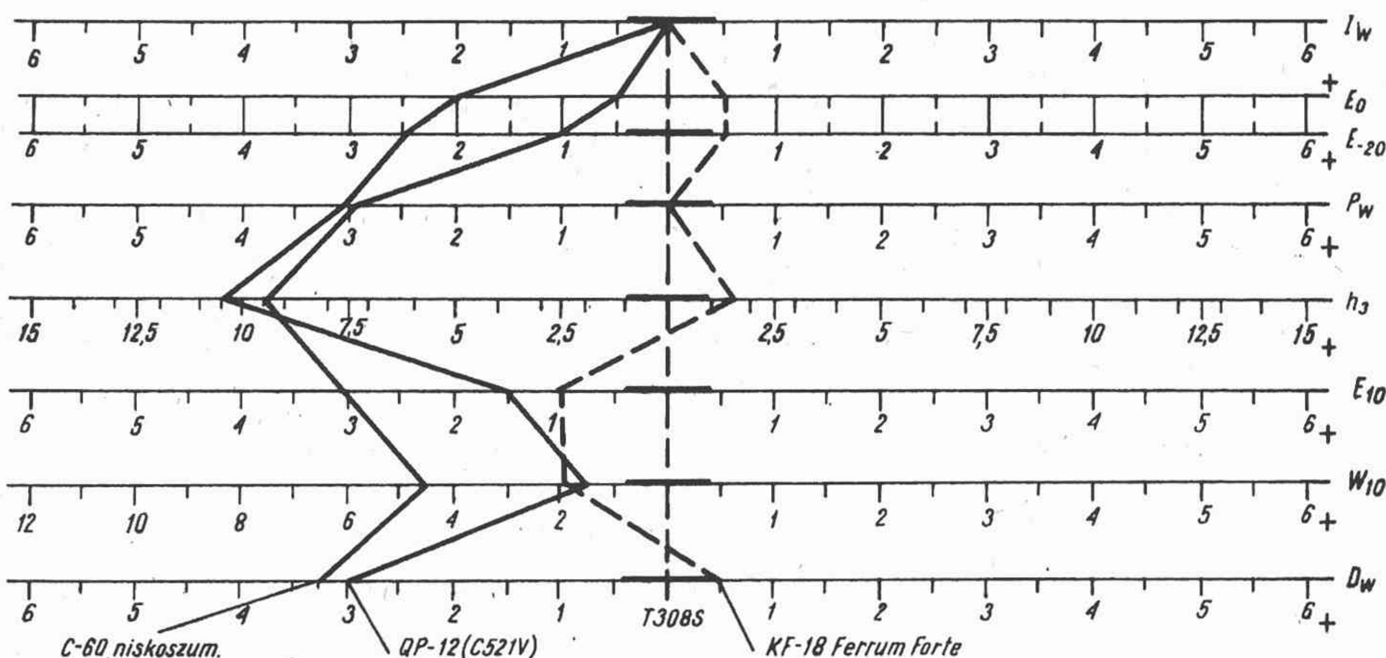
■ Poziom odniesienia, poziom umowny, przesterowalność i przesterowalność względna

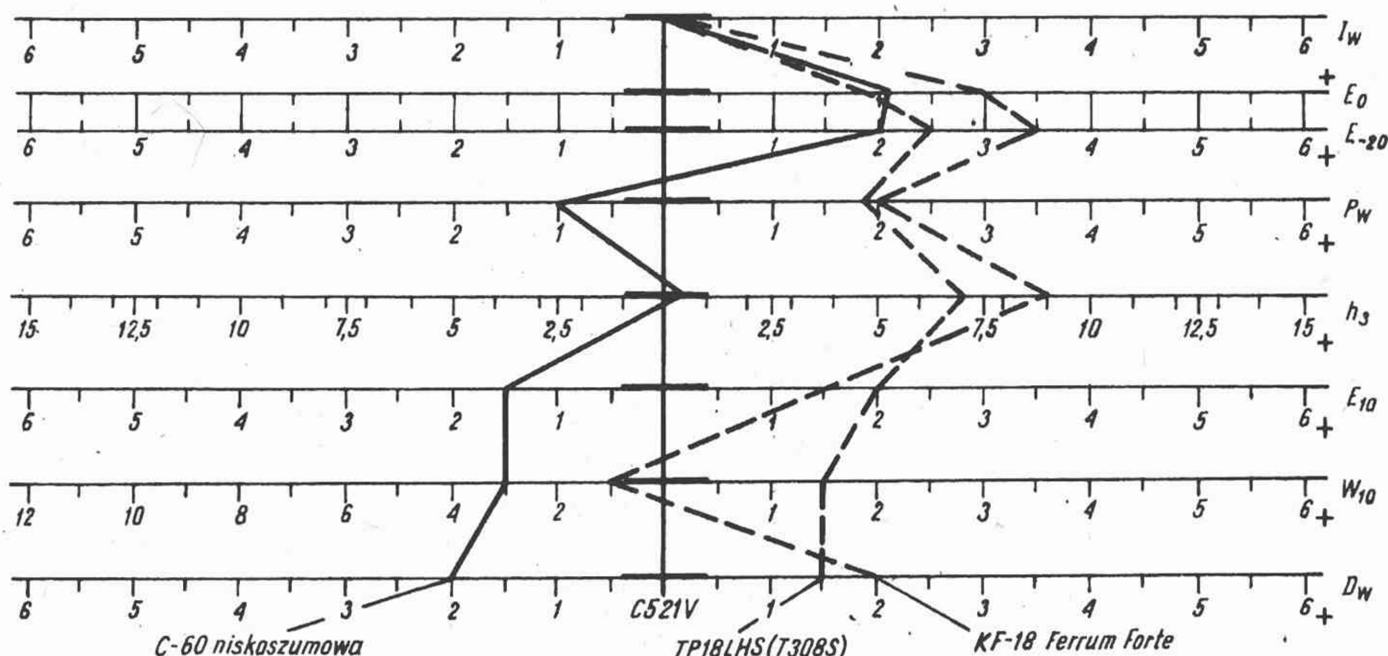
Poziom odniesienia jest to wartość napięcia odczytanego z taśmy namagnesowanej do określonej wartości skutecznej zewnętrznego strumienia magnetycznego.
W praktyce do wyznaczania poziomu odniesienia służą tzw. taśmy testowe, zwane inaczej taśmami pomiarowymi.
Poziom odniesienia określony strumieniem magnetycznym

dla taśm amatorskich szpulowych i kasetowych wynosi 250 nWb/m (nanowebery na metr szerokości zapisanego śladu magnetycznego).
Poziom umowny (zwany inaczej poziomem pełnym) – wartość napięcia wyjściowego, w którym zawartość trzeciej harmonicznej osiąga z góry zadaną wartość.
Zawartość trzeciej harmonicznej jest dla wszystkich typów taśm znormalizowana. Dla taśm standardowych i niskoszumowych wartość ta jest ustalona na 5% (h3 = 5%). Dla taśm typu „Ferrum Forte" wartość tę ustalono na 3% (h3 = 3%). W celu porównania parametrów elektroakustycznych taśm kasetowych w artykule niniejszym przyjęto poziom umowny przy częstotliwości akustycznej wynoszącej 333 Hz (dla h3 = 3%).
Przesterowalność (wyrażona w dB) – różnica wartości umownego poziomu i poziomu odniesienia.
Przesterowalność względna – wyrażona w dB – różnica przesterowalności taśmy badanej i przesterowalności taśmy odniesienia.

■ Wysterowalność i wysterowalność względna

Wysterowalność – wyrażony w dB stosunek maksymalnego napięcia wyjściowego określonej częstotliwości w paśmie akustycznym, otrzymany przy określonej wartości zapisywanego sygnału wejściowego, do poziomu odniesienia.
Wysterowalność taśm określono przy częstotliwości 10 kHz.





Rys. 1. Parametry względne taśm
a – w odniesieniu do nośnika T308S, b – w odniesieniu do nośnika C521V
I_w – prąd podkładu względny; E_0 – czułość względna wg DIN; E_{-20} – czułość względna wg IEC i BN; P_w – przesterowalność względna; h_3 – współczynnik zawartości trzeciej harmonicznej; E_{10} – czułość względna przy 10 kHz; W_{10} – wysterowalność względna przy 10 kHz; D_w – dynamika względna

Wysterowalność względna – wyrażona w dB różnica wysterowalności taśmy badanej i wysterowalności taśmy odniesienia.

■ **Czułość względna** – wyrażony w dB stosunek napięcia odczytanego z taśmy badanej do napięcia odczytanego z taśmy odniesienia na tej samej aparaturze i w tych samych warunkach zapisu.

Rozróżnia się 3 rodzaje czułości względnej: czułość względną dla 333 Hz przy poziomie odniesienia (wg DIN), czułość względną wg IEC i BN (krajowej normy branżowej) dla 333 Hz oraz czułość względną dla 10 kHz.

Pomiar czułości względnej przy poziomie odniesienia polega na wysterowaniu taśmy badanej i taśmy odniesienia do poziomu odniesienia.

Czułość względną oblicza się w dB z napięć wejściowych taśmy odniesienia i taśmy badanej.

Czułość względną wg IEC i BN określa się zapisując sygnał 333 Hz o poziomie niższym o 20 dB (10-krotnie) od poziomu odniesienia. Czułość względną oblicza się ze stosunku napięć wyjściowych taśmy badanej i taśmy odniesienia. Analogicznie wykonuje się pomiar czułości względnej przy 10 kHz.

■ **Dynamika i dynamika względna**

Dynamika – wyrażony w dB stosunek napięcia odczytanego z taśmy wysterowanej do poziomu zapisu umownego, do napięcia odczytanego z taśmy zapisanej prądem podkładu przy braku sygnału akustycznego.

Dynamika względna – wyrażona w dB różnica dynamiki taśmy badanej i dynamiki taśmy odniesienia.

Pomiary wyżej opisanych parametrów elektroakustycznych wykonano zgodnie z normą branżową BN–72/8203–01, na magnetofonie pomiarowym f-my Revox, spełniając warunki oznaczone poniżej.

Oznaczenia

V (cm/s) – prędkość przesuwu taśmy

τ (μs) – korekcja magnetofonu

G_z (μm) – szerokość szczeliny głowicy zapisującej

G_o (μm) – szerokość szczeliny głowicy odczytującej

S_l (mm) – szerokość śladu magnetycznego

P_o (nWb/m) – strumień magnetyczny

Δ_E (dB) – spadek napięcia dla krzywej 6,3 kHz

f (kHz) – częstotliwość akustyczna.

Do badań elektroakustycznych wybrano następujące taśmy kasetowe:

- TP18 LHS z nośnikiem wzorcowym T308S,
- QP12 z nośnikiem wzorcowym C521V,
- „Ferrum Forte" typ KF-18, produkcji „Chemitex-Stilon"
- niskoszumową typ KN-18, produkcji „Chemitex-Stilon"

Wyniki pomiarów, obliczone w decybelach, przedstawiono na rysunkach 1 i 2.

Rys. 2. Zależność parametrów elektroakustycznych taśm od prądu podkładu

P_p – przesterowalność; E_0 – czułość wg DIN; W_{10} – wysterowalność przy 10 kHz; E_{-20} – czułość wg IEC i BN; E_{10} – czułość przy 10 kHz; h_3 – współczynnik zawartości trzeciej harmonicznej; S_c – szumy spoczynkowe; $E_{6,3}$ – czułość przy 6,3 kHz

Na rysunku 1a,b wykreślono względne parametry elektroakustyczne taśm, przyjmując za zerowe parametry taśm odniesienia. Na rysunku 1a przyjęto za zerowe parametry nośnika odniesienia T308S w punkcie pracy tego nośnika, określonym przez prąd podkładu. Analogicznie na rys. 1b przyjęto za zerowe parametry nośnika odniesienia C521V. Punkty pracy tych nośników różnią się od siebie o 1 dB (rys. 2). Rys. 1a,b należy interpretować w ten sposób, że wartości parametrów

(odcinki krzywych), znajdujące się w lewo od taśmy odniesienia, odpowiadają taśmom gorszym, natomiast leżące w prawo – odpowiadają taśmom lepszym od taśmy odniesienia.

Na rysunku 2 przedstawiono przebiegi parametrów elektroakustycznych w funkcji prądu podkładu magnetofonu. Za 0 dB na osi X (odciętych) przyjęto punkt pracy nośnika odniesienia T308S określony przez spadek napięcia wyjściowego o 2,5 dB od maksymalnej czułości, dla krzywej E 6,3 kHz, w kierunku większego prądu podkładu.

Za 0 dB na osi Y (rzędnych) przyjęto poziom odniesienia wynoszący 250 nWb/m. Odległość między najbliższymi liniami siatki wynosi 1 dB na osi X i 2 dB na osi Y.

Przebiegi krzywych przedstawione na rys. 2 należy interpretować następująco: im krzywe Pp, Eo, W10, E20, E6,3 i E10 znajdują się wyżej, tym taśmy są lepsze; natomiast krzywe h_3 i Sc przebiegające wyżej odpowiadają taśmom gorszym.

Na rys. 2 dla lepszej czytelności wykresów krzywe E6,3 zostały narysowane niżej o 40 dB niż rzeczywiście one przebiegają. W praktyce taśmy ocenia się na podstawie porównań parametrów w punkcie pracy, który wyznacza na wykresie wartość 0 dB na osi prądu podkładu. Wynika to z tego, że producenci sprzętu „ustawiają" magnetofony w punktach pracy taśm odniesienia.

Analiza danych, przedstawionych na rys. 1 i 2, prowadzi do następującego wniosku: porównując parametry kaset „Ferrum Forte" i kaset niskoszumowych, w najbardziej popularnej grupie kaset C-60 uzyskuje się dla kaset „Ferrum Forte" czułość większą o około 2 dB (20%), dynamikę około 3 dB (40%) i zmniejszenie zawartości trzeciej harmonicznej z około 3% do około 1%.

Ze względu na przesunięcie punktu pracy możliwości tych kaset najpełniej można wykorzystać w magnetofonach przystosowanych fabrycznie do współpracy z kasetami „Ferrum Forte" lub z kasetami o podobnych parametrach, jak na przykład „Superferrodynamic" firmy Agfa-Gevaert, „Super Hi-Ferro" firmy Philips, „LH Super" firmy BASF, „Studio Kassette" firmy Grundig, „HF" firmy Sony.

W przypadku zastosowania kaset „Ferrum Forte" w magnetofonach przygotowanych do współpracy z kasetami niskoszumowymi wystąpi również polepszenie parametrów, jednak zalety nowych taśm nie będą w pełni wykorzystane. Dla kaset C-90 i C-120 uzyska się podobne efekty.

LITERATURA

1. Międzynarodowy słownik elektrotechniczny – IEC Publikacja 50/ /806/1975.
2. Projekty zaleceń Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej (IEC) z lat 1976 i 1978.
3. Norma Branżowa BN-72/8203-01. Taśmy magnetyczne do zapisu dźwięku. Metody pomiarów właściwości elektroakustycznych.
4. Norma Zakładowa ZN-78/MPCh, WS-G-43. Kasety magnetofonowe Compact z taśmami magnetofonowymi KF-18, KF-12, KF-9. Metody badań. Wymagania.
5. B. Libura: Taśmy magnetyczne. WKŁ, 1976 r.
6. B. Urbański: Technika zapisywania i odczytywania dźwięków. WKŁ, 1978.

UKŁAD „DOLBY B" W MAGNETOFONIE ZK 246

JERZY DOBRZYKOWSKI

Artykuł jest przeznaczony wyłącznie dla elektroników i zaawansowanych radioamatorów, którzy poradzą sobie z regulacją złożonego układu. Schematy płytek montażowych należy traktować jako rozwiązania przykładowe.

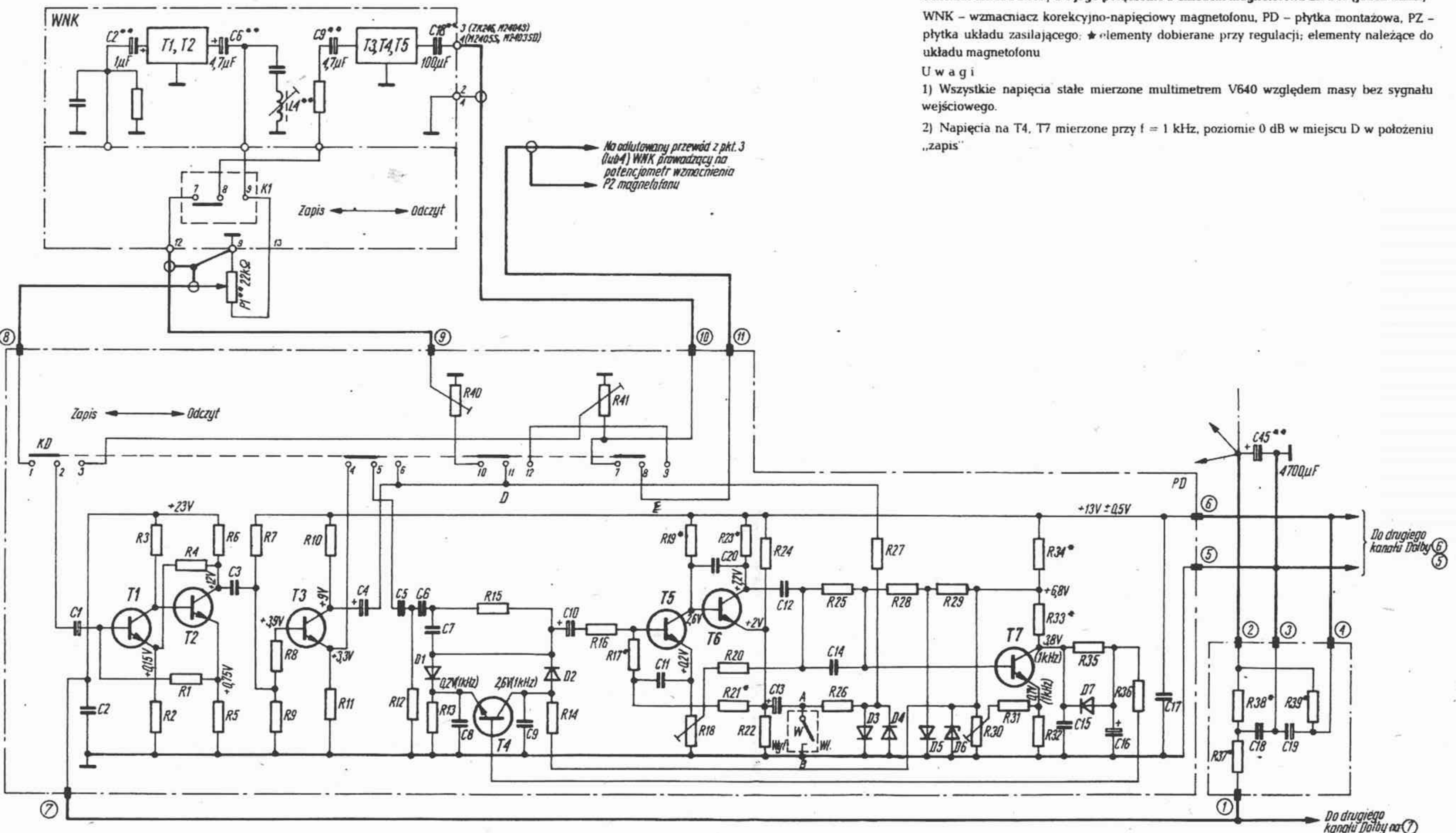
Redakcja

Opisany w artykule układ „Dolby B" zastosowano w magnetofonie ZK 246. Może on być również zastosowany w magnetofonach M2404S, M2405S i „Dama Pik" po niewielkich zmianach (inne umocowanie płytek z dodatkowymi układami elektrycznymi). Wzorcowy magnetofon miał dynamikę 60 dB przy prędkości 19,05 cm/s i 57 dB przy prędkości 9,5 cm/s. Po przeróbce osiągnięto poprawę tego parametru o około 9 dB.

Cechą charakterystyczną układu jest brak tranzystora polowego występującego w konwencjonalnych rozwiązaniach, a niezbyt korzystnego z punktu widzenia wnoszonych zniekształceń nieliniowych [2] i trudnego do nabycia. Zastąpiono go zastosowaniem rozwiązania z tranzystorem bipolarnym T4 w połączeniu z diodami D1, D2 (rys. 1).

Pierwsze dwa tranzystory (T1, T2) układu tworzą wzmacniacz wstępny o bezpośrednim sprzężeniu. Tranzystor T3 pracuje jako odwracacz fazy. Sygnał wytwarzany na kolektorze tranzystora T3 jest doprowadzony bezpośrednio do wyjścia. Natomiast sygnał z emitera T3 jest doprowadzany przy zapisie przez regulowany filtr główny (złożony z elementów C5, R12, C7, R15 i rezystancji dynamicznej diod D1, D2) do wzmacniacza na tranzystorach T5, T6, a następnie przez dzielnik R26, R27 do wyjścia (miejsce D). Kondensatory C6, C10 są kondensatorami separującymi.

Sygnał pobierany z kolektora T6 jest formowany przez tranzystor T7, sterujący tranzystorem T4. Ten ostatni zmienia dynamiczną rezystancję diod D1, D2, a tym samym wpływa na tłumienie wnoszone przez filtr główny. Spoczynkowy punkt roboczy tranzystora T7 jest tak dobrany; że nie płynie przez niego żaden prąd. Tranzystor T4 jest natomiast otwarty prądem płynącym do jego bazy przez rezystory R34, R33, R35, R36. Napięcie między kolektorem a emiterem T4 jest wówczas bardzo małe, a rezystancja dynamiczna diod D1, D2 – bardzo wielka. Gdy na bazie tranzystora T7 pojawi się sygnał powodujący jego otwarcie, to wskutek spadku napięcia na rezystorze R33, zmniejszają się napięcia na kondensatorach C15, C16, a także na bazie tranzystora T4. Napięcie między kolektorem a emiterem T4 zacznie się zwiększać, powodując zmniejszanie rezystancji dynamicznej diod D1, D2 (diody przewodzą). Jednocześnie zwiększa się częstotliwość sygnałów przepuszczanych przez filtr główny. Im większą wartość ma sygnał na bazie T7, tym większa jest częstotliwość graniczna filtru. Prawidłowe działanie filtru głównego jest uzależnione od elementów C15, C16, R35, R33, D7, T7.



Rys. 1.

Schemat układu Dolby B i jego połączenie z układem magnetofonu ZK 246 (jeden kanał)

WNK – wzmacniacz korekcyjno-napięciowy magnetofonu, PD – płytka montażowa, PZ – płytka układu zasilającego; ★ elementy dobierane przy regulacji; elementy należące do układu magnetofonu

U w a g i

1) Wszystkie napięcia stałe mierzone multimetrem V640 względem masy bez sygnału wejściowego.

2) Napięcia na T4, T7 mierzone przy f = 1 kHz, poziomie 0 dB w miejscu D w położeniu „zapis"

Stałe czasowe początku zadziałania układu zależne są od wartości sygnału. Przy zwiększaniu się wartości sygnału na bazie tranzystora T7 zaczyna się rozładowywać kondensator C15, a z pewnym opóźnieniem C16 (przez R35, T7 i rezystor R32). Jeżeli gwałtowne narastanie napięcia wejściowego spowoduje znaczny spadek napięcia na rezystorze R35, to prąd rozładowywania C16 popłynie przez diodę D7. Spowoduje to wcześniejsze otwarcie tranzystora T4.

Odpowiedzią układu na bardzo gwałtowne zmniejszenie stałej czasowej filtru głównego jest swego rodzaju przesterowanie, które można obserwować na emiterze tranzystora T6. Zjawisko to występuje tylko przy nagłych zmianach poziomu sygnału wejściowego. Elementy R26, D3, D4 ograniczają wartość napięcia.

Prawidłowe działanie układu „Dolby" jest uwarunkowane odpowiednim jego włączeniem między człony funkcjonalne magnetofonu zarówno przy zapisie jak i odczycie. Przy zapisie, do wejścia (kondensator C1) powinien być doprowadzony sygnał nie korygowany częstotliwościowo (charakterystyka płaska). W procesie odczytu do wejścia układu (kondensator C1) doprowadza się sygnał skorygowany we wzmacniaczu odczytu magnetofonu. Odpowiednie przełączenia są realizowane za pomocą przełącznika KD sterowanego klawiszem „zapis" magnetofonu. Za pomocą rezystorów nastawnych R40, R41 ustala się właściwe poziomy sygnałów wejściowych i wyjściowych.

Pracę układu „Dolby" można przerwać w dowolnym momencie przez zwarcie zestyku wyłącznika „W" uniemożliwiającego przedostanie się sygnału korekcyjnego do wyjścia układu.

W przedstawionym rozwiązaniu układu „Dolby B" nie zastosowano filtru obcinającego częstotliwość powyżej 15 kHz ze względu na to, że magnetofon modelowy współpracuje z odbiornikiem „Radmor 5100" mającym taki filtr. Próby przeprowadzone z tunerem „Kleopatra Hi-Fi" i odbiornikiem „Elizabeth Hi-Fi" wykazały, że tłumienie większych częstotliwości sygnału stereofonicznego MPX w przypadku tych odbiorników jest wystarczające i nie powoduje nieprawidłowości w pracy opisanego układu.

OPIS KONSTRUKCJI

Każdy z kanałów układu „Dolby B" (L, P) zrealizowano na oddzielnej płytce montażowej. Rozmieszczenie ścieżek i elementów na płytce przedstawiono na rysunku 2. Płytki dla kanału L i kanału P są identyczne.

Na rysunku 3 przedstawiono płytkę układu zasilającego, którą umieszczono od strony mechanizmu napędowego magnetofonu. Obydwie płytki układu „Dolby B" zamocowano jedna nad drugą za pomocą tulejek dystansowych, a tak utworzony blok wmontowano zamiast prawego wzmacniacza mocy magnetofonu (rys. 4).

Rozwiązanie takie przyjęto ze względu na bliskość cięgła łączącego klawisz „zapis" z płytką genetatora magnetofonu. Suwaki zestykowe przełącznika KD każdej z płytek połączono z tym cięgłem za pomocą odpowiednio uprofilowanych odcinków drutu mosiężnego. Usunięty z dotychczas zajmowanego miejsca pracy wzmacniacz mocy został przeniesiony na spód obudowy magnetofonu. Oddzielone od płytki radiatory umieszczono po lewej stronie obrotowego przełącznika magnetofonu, a samą płytkę z pozostałymi elementami z jego prawej strony. Kondensator C35** (100 μF/25 V) układu magnetofonu zastąpiono mniejszym gabarytowo.

W rozwiązaniu modelowym jako wyłącznik „W" (rys. 1) zastosowano pojedynczy kontaktron typu K-8-401-3-24 V. Jest on sterowany przełącznikiem „Mikrofon" na płycie czołowej magnetofonu. Wykorzystanie tego przycisku jest możliwe z tego względu, że służy on jedynie do zwalniania klawisza „Radio-gramofon". Kondensatory C16 wybrano z grupy kondensatorów elektrolitycznych o pojemności 1 μF/16 V po uprzednim ich uformowaniu. Diody D1, D2 oraz D3, D4 powinny być parowane. Do prawidłowego działania całego układu niezbędne jest, aby tranzystor T4 miał współczynnik wzmocnienia prądowego większy niż 600.

OPIS URUCHOMIENIA

Do regulacji i kontroli działania układu są niezbędne takie przyrządy pomiarowe, jak: generator m.cz., miliwoltomierz, oscyloskop oraz ewentualnie miernik zniekształceń nieliniowych.

Przed wmontowaniem układu „Dolby B" do magnetofonu należy przeprowadzić następujące czynności wstępne:

- wcisnąć klawisze „zapis", „start", praca „stereo"; regulatory poziomu zapisu ustawić w położeniu środkowym;
- do wejścia „gramofon" doprowadzić sygnał z generatora m.cz. (f = 333 Hz) o takim poziomie, aby wskaźniki wysterowania magnetofonu wychyliły się do podziałki 0 dB;
- zmierzyć napięcia zmienne na kondensatorach C6 i C9 układu magnetofonu i zanotować wynik;
- zapisać sygnał na taśmie magnetofonowej.

Uruchomienie układu redukcji szumów rozpoczynamy od sprawdzenia napięć zasilających. Ewentualne rozbieżności korygujemy dobierając wartości rezystorów: R37, R38, R39. Następnie sprawdzamy wartości napięć w pozostałych miejscach układu.

Z kolei należy przeprowadzić regulację działania układu w zespole tranzystorów T5, T6 i T7.

Sygnał z generatora m. cz. doprowadza się do kondensatora C5 (przerywając uprzednio na czas regulacji połączenie między zestykiem 5 przełącznika KD, a kondensatorem C5); miliwoltomierz przyłącza się do miejsca A przy wyłączniku W oraz:

1. przy f = 5 kHZ i U_{we} = 1 mV ustala się za pomocą rezystora R18 na wyjściu (miejsce A) U_{wya} = 13 mV;
2. przy f = 5 kHz i U_{we} = 100 mV ustala się za pomocą rezystora R30 na wyjściu (miejsce A) U_{wya} = 185 mV.

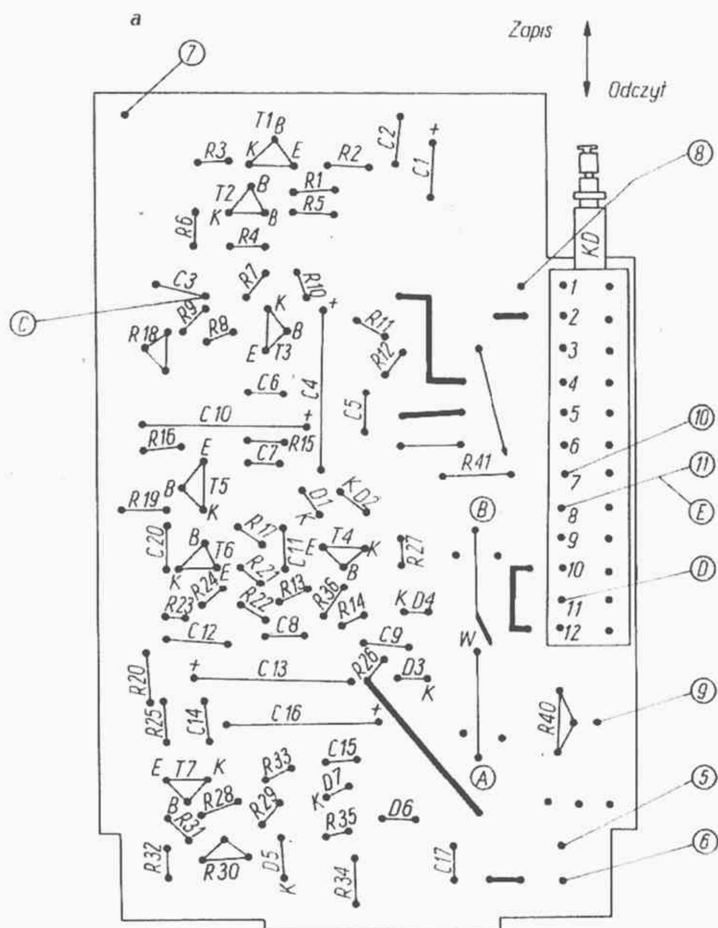
Sinusoida na wyjściu nie powinna być zniekształcona przy $U_{wya} \leqslant$ 185 mV. Powinno być możliwe uzyskanie napięcia U_{wya} = 210 mV jeszcze bez większych zniekształceń. O ile zniekształcenia pojawiają się, to należy skorygować warunki robocze wzmacniacza z T5, T6 za pomocą rezystorów R17, R19, R21, R23. Podobnie należy postąpić w przypadku trudności w ustaleniu wartości U_{wya} = 13 mV. Zależność napięcia wyjściowego (U_{wya}) od napięcia wejściowego (U_{we}) powinna być liniowa w podanym zakresie napięć.

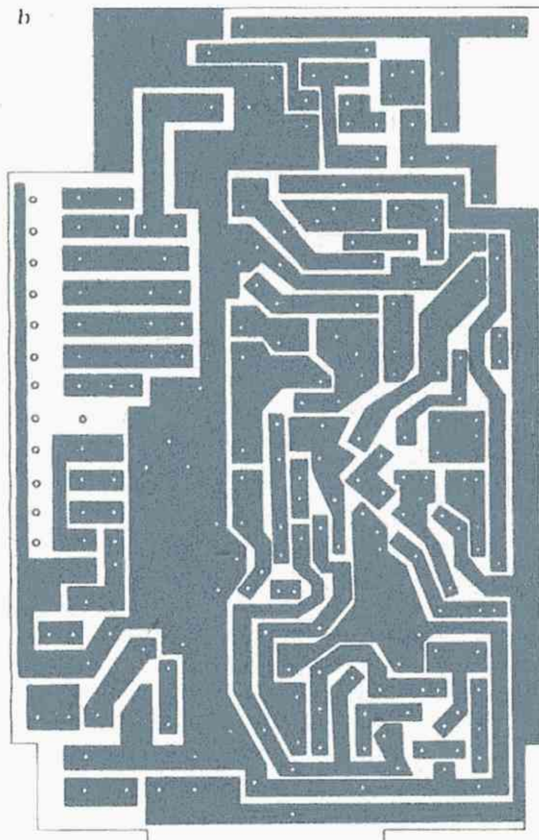
W dalszej kolejności należy sprawdzić przebieg charakterystyk „zapis-odczyt" układu „Dolby B". Przeprowadzamy to następująco:

- przełącznik KD ustawia się w położeniu „zapis";
- miliwoltomierz przyłącza się do miejsca D;
- sygnał z generatora m.cz. doprowadza się przez kondensator 0,47 μF do miejsca C przy kondensatorze C3.

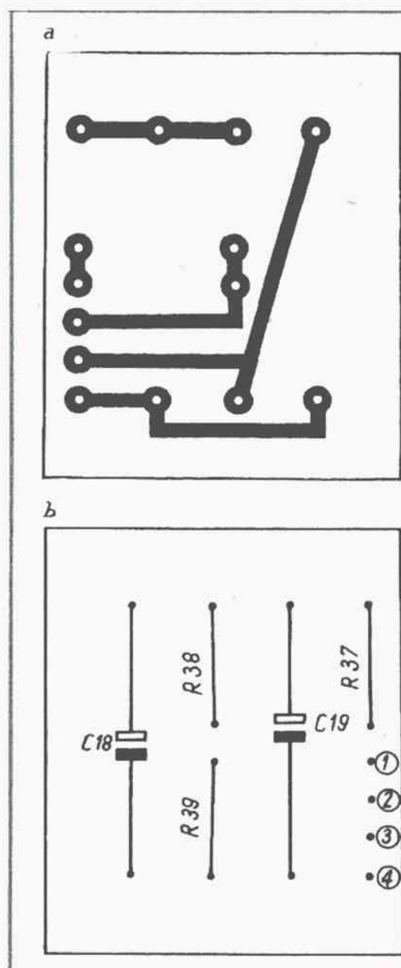
Następnie:

1. przy stałym napięciu wejściowym w miejscu C (U_{wec} = 0 dB) należy pomierzyć napięcia wyjściowe w miejscu D, w zakresie częstotliwości 50 Hz...16 kHz (kilka częstotliwości);
2. należy zmniejszyć poziom napięcia wejściowego U_{wec} = –10 dB i pomierzyć napięcia wyjściowe U_{wyd} w zakresie 50 Hz...16 kHz;
3. postąpić analogicznie, jak wyżej przy poziomach napięcia wejściowego: –20 dB; –30 dB; –40 dB; –50 dB;
4. wykreślić otrzymane charakterystyki. Charakterystyki otrzymane w urządzeniu modelowym przedstawiono na rys. 5. Zmiana ustawienia rezystora R30 w kierunku mniejszych wartości napięć zmien-

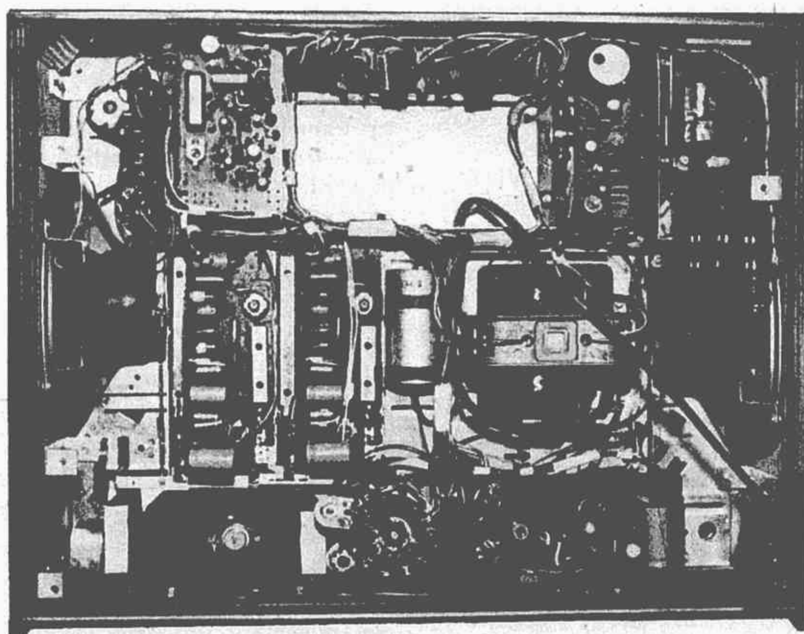




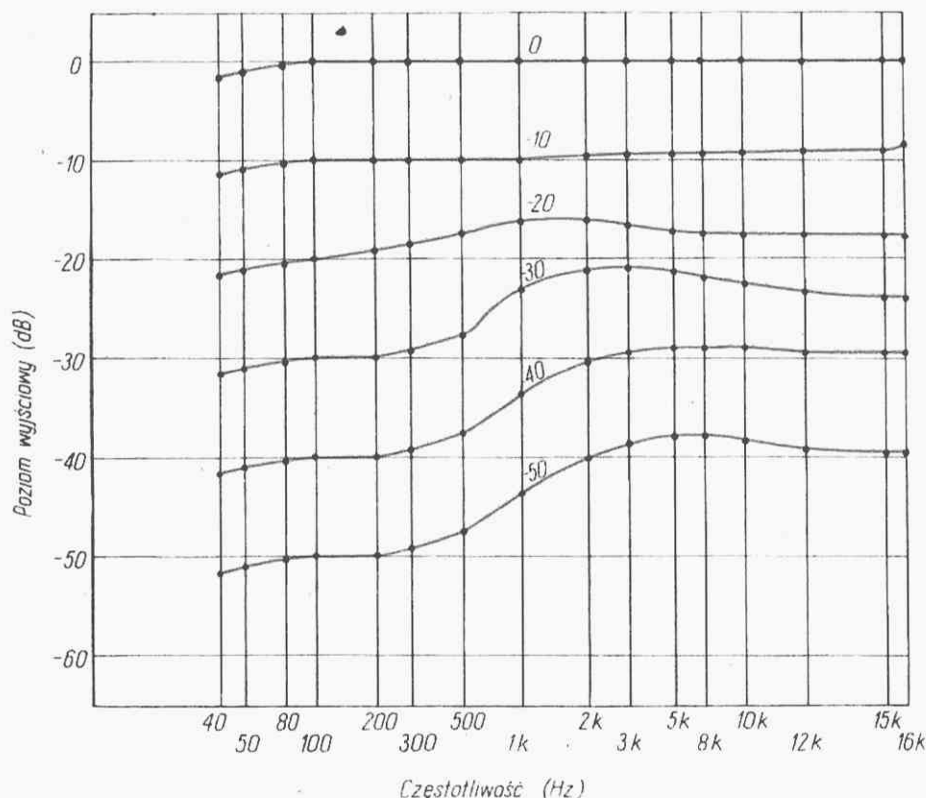
Rys. 2. Płytka montażowa układu Dolby B
a – widok od strony elementów (grube linie – połączenia wykonane przewodem montażowym); b – widok od strony druku



Rys. 3. Płytka drukowana układu zasilania
a – widok od strony druku, b – widok od strony elementów



Rys. 4. Widok wnętrza magnetofonu z wbudowanym układem Dolby B



Rys. 5. Charakterystyki zapisu układu Dolby B

nych powoduje „przesuwanie" charakterystyk w prawo wzdłuż osi częstotliwości; zmiana ustawienia rezystora R30 w kierunku większych wartości napięć zmiennych powoduje przesuwanie charakterystyk w lewo. Charakterystyki układu przy ustawieniu przełącznika KD w położeniu „odczyt" powinny być lustrzanym odbiciem charakterystyki zapisu. Przebieg pomiarów charakterystyk – jak w przypadku charakterystyk zapisu.

Po zmianie ustawienia rezystorów R18 i R30 wszystkie pomiary należy powtórzyć.

Po wykonaniu opisanej wyżej regulacji można przystąpić do ustalenia odpowiednich wartości napięć zmiennych za pomocą rezystorów R40 i R41. Korzystać przy tym należy z przeprowadzonych wcześniej pomiarów wstępnych magnetofonu. Wyłącznik „W" układu „Dolby B" należy ustawić w położeniu „Wył".

Kolejność czynności jest następująca:

- odtwarzając zapisany na taśmie sygnał (f = 333 Hz) należy ustawić za pomocą rezystora R41 w miejscu E napięcie U_{wye} = 580 mV;
- ustawić magnetofon na „zapis", „start", praca „stereo"; do wejścia „gramofon" doprowadzić sygnał z generatora m.cz. (f = 333 Hz) o takim poziomie, aby na kondensatorze C6 układu magnetofonu uzyskać napięcie o znanej z pomiarów wstępnych wartości; regulatory poziomu zapisu należy ustawić w takim położeniu, aby w miejscu „D" wystąpiło napięcie U_{wyd} = 580 mV; za pomocą rezystora R40 ustalić na kondensatorze C9** układu magnetofonu zanotowaną wcześniej wartość napięcia.

Z drugim kanałem należy postąpić analogicznie.

Po wykonaniu przedstawionych czynności regulacyjnych można przeprowadzić nagranie sygnału muzycznego i zaobserwować efekty pracy urządzenia. Należy zaznaczyć, że zapis dokonany przy włączonym układzie „Dolby B", a odczytany przy wyłączonym układzie wywołuje wrażenie większej zawartości wysokich tonów i szumu. Sygnał taki można określić jako „ostry". Spowodowane to jest samą zasadą działania systemu „Dolby B" naruszającą równowagę między dolną, a górną częścią pasma akustycznego. Odczytanie zapisu przy włączonym urządzeniu „Dolby B" przywraca naturalne brzmienie audycji przy zauważalnym osłabieniu szumów.

Układ „Dolby B" można również stosować przy odtwarzaniu zwyczajnych nagrań. Działa on wówczas podobnie do układu DNL. Działanie to jest bardziej efektywne niż obcinanie większych częstotliwości pasma za pomocą filtru.

Magnetofon z wbudowanym modelowym układem „Dolby B" pracuje od przeszło roku, przy czym zdaniem autora spełnia dobrze założone przy jego konstruowaniu wymagania.

WYKAZ ELEMENTÓW

Tranzystory
T1, T2 – BC413B
T3, T5, T6, T7 – BC413B, BC109B, BC149B
T4 – BC109C

Diody
D1...D5, D7 – BAY55
D6 – BZP630C6V8

Rezystory (typu MŁT 0,125; MŁT 0,5; OWZ 0,125 ±10%)
R1, R3 – 390 kΩ
R2 – 620 Ω
R4 – 110 kΩ
R5 – 390 Ω
R6 – 5,6 kΩ
R7 – 200 kΩ
R8, R16 – 3,9 kΩ
R9 – 120 kΩ
R10, R22 – 1,2 kΩ
R11, R26, R34 – 1 kΩ
R12 – 12 kΩ ±5%
R15 – 220 kΩ ±5%
R13, R14, R32 – 2,2 kΩ ±5%
R17, R21 – 510 kΩ
R18 – 1 kΩ (nastawny np. TVP)
R19 – 20 kΩ
R20, R28, R35 – 47 kΩ
R23 – 5,1 kΩ
R24, R31 – 10 kΩ
R25 – 82 kΩ
R27, R36 – 3,3 kΩ
R29 – 4,7 kΩ
R30 – 10 kΩ (nastawny np. TVP)
R33 – 270 kΩ
R37 – 220 Ω (0,5 W)
R38 – 330 Ω (0,5 W)
R39 – 430 Ω (0,5 W)
R40, R41 – 22 kΩ (nastawny np. TVP)

Kondensatory
C1 – 1 μF (tantalowy)
C2, C17 – 47 nF
C3 – 0,47 μF
C4, C13 – 10 μF/16 V
C5 – 10 nF ±5%
C6, C8, C9, C11, C12 – 100 nF
C7 – 1 nF ±5%
C10 – 22 μF/10 V
C14 – 220 pF
C15 – 100 nF ±5%
C16 – 1,5 μF ±10%
C18, C19 – 470 μF/25 V
C20 – 51 pF

Inne
Przełącznik KD – Isostat
Kontaktron K-8-401-3-24 V pojedynczy „Tella"

LITERATURA

1. T. Głuski, M. Próchnicki – Magnetofony ZK246 i M2404S. WKŁ, 1977.
2. R. Berkovitz, K. Gundry – Das Dolby B – System. „Funk-Technik" nr 2, 3/73.
3. A. Mosin – Ljubitielskij z szumopodawitieliem sistiemy dolby. „Radio" (radz.) nr 11/76.
4. K. Vranicka – Potlacovac šumu Dolby B. „Radio nr 10/76.
5. J. Frenkiel – Nowoczesne metody obniżania szumów przy zapisie magnetofonowym. „Radioamator i Krótkofalowiec" nr 8/73.
6. B. Urbański – Technika zapisywania i odczytywania dźwięków. WKŁ, 1978.
7. I. Kudrin – Ustrojstwa szumopodawlienia w zwukozapisi. „Radio" (radz.) nr 9/74.

ODBIORNIK RADIOFONICZNY RADMOR 5102

RADMOR 5102 jest zmodernizowaną wersją odbiornika typu 5100 produkowanego od dwóch lat w Zakładach Radiowych RADMOR. Jest to odbiornik luksusowy klasy Hi-Fi, przystosowany do odbioru programów monofonicznych na zakresie AM – fale długie oraz programów mono- i stereofonicznych na zakresie UKF, jak również do współpracy z magnetofonem, gramofonem oraz innymi urządzeniami o znormalizowanym poziomie wyjściowym (tunery, miksery itp.). Odbiornik jest wyposażony w gniazda słuchawkowe, dzięki czemu możliwy jest odsłuch programów za pomocą słuchawek.

RADMOR 5100 na ubiegłorocznych Targach Poznańskich „Jesień 78" otrzymał w konkursie „Dobre, Ładne, Poszukiwane" złoty medal. W 1979 r. przyznano odbiornikowi międzynarodowy znak jakości „Q". Na tegorocznych MTP zdobył złoty medal.

Konstrukcja odbiornika jest oparta na nowoczesnych elementach elektronicznych (układy scalone, filtry hybrydowe itp.). Odbiornik RADMOR 5102 jest wyposażony w elektroniczną pamięć, fizjologiczną regulację siły dźwięku, tzw. „kontur", dotykowy bezstukowy system przełączania programów, układy automatycznego przełączania odbiornika z „stereo" na „mono" w przypadku małych poziomów sygnału, układy blokowania szumów (tzw. ciche strojenie) oraz inne.

Odbiornik ma konstrukcję modułową i składa się z 18 bloków zrealizowanych na płytkach drukowanych.

Schemat tunera przedstawiono na str. 295, a schemat wzmacniacza na str. 296.

DANE TECHNICZNE

FM – UKF (65,5...73 MHz)
Czułość użytkowa: „mono" ⩽ 2,8 μV; „stereo" ⩽ 35 μV
Próg ograniczania: 2,8 μV
Selektancja: ⩾ 50 dB
Pasmo przenoszenia: 40...12 500 Hz
Zniekształcenia nieliniowe: „mono" ⩽ 0,3%; „stereo" ⩽ 0,7%
Tłumienie sygnałów lustrzanych: ⩾ 60 dB
Tłumienie przesłuchu między kanałami: ⩾ 30 dB
Antena symetryczna: 300 Ω

AM – fale długie (165...285 kHz)
Czułość użytkowa:
– z anteny ferrytowej ⩽ 1,5 mV/m
– z anteny zewnętrznej ⩽ 40μV
Selektancja: ⩾ 40 dB
Zniekształcenia nieliniowe: ⩽ 6%
– dla 1 kHz ⩽ 1,5%
Tłumienie sygnałów lustrzanych: ⩾ 55 dB

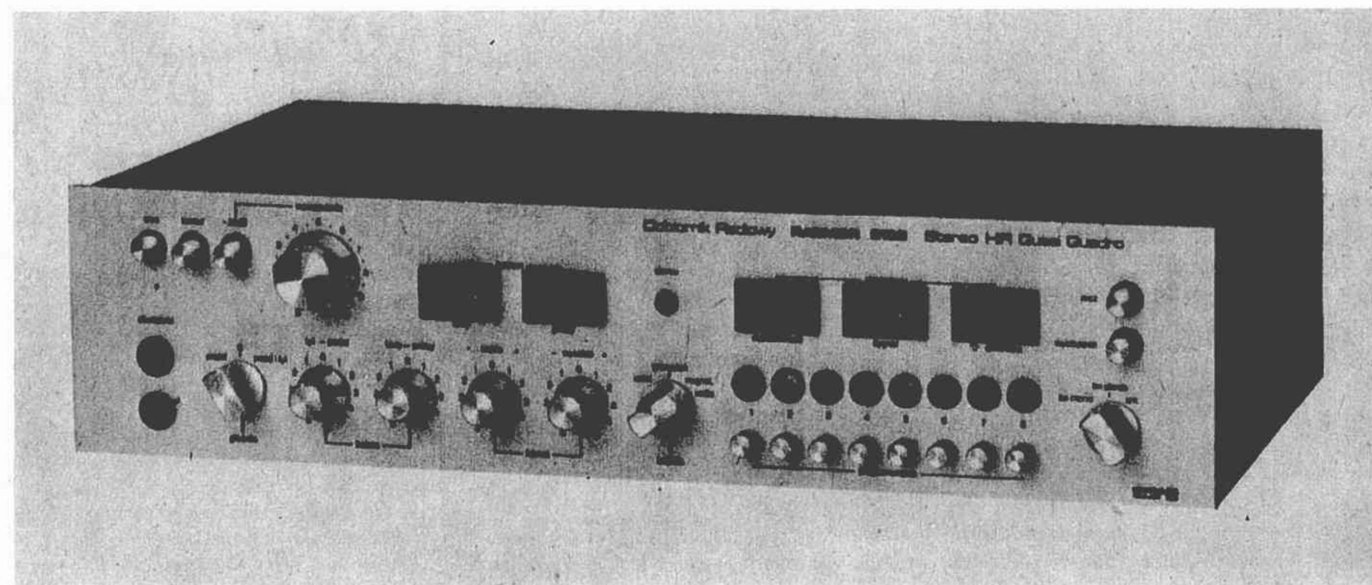
Wzmacniacz m.cz.
Znamionowe napięcie wejściowe:
– wejście magnetofonowe 300 mV
– wejście uniwersalne 300 mV
– wejście gramofonowe 3 mV

Napięcie wyjściowe na gnieździe magnetofon.: 0,1 mV/kΩ
Pasmo przenoszenia: 20...30 000 Hz
Pasmo przenoszenia przy nierównomierności wzmocnienia 1,5 dB: 30...18000 Hz

Zniekształcenia nieliniowe: ⩽ 0,3%
Zakres regulacji barwy dźwięku: ±12 dB
Nierównomierność wzmocnienia kanałów: ⩽ 3 dB

Moc znamionowa:
– głośniki 2 × 4 Ω 2 × 25 W
– głośniki 2 × 8 Ω 2 × 15 W
– słuchawki 2 × 400 Ω 2 × 75 mW

Inne
Zasilanie: 220 V/50 Hz
Pobór mocy: 130 W
Wymiary: 524 × 330 × 137 mm
Ciężar: 10,5 kg



Schemat tunera odbiornika radiowego RADMOR 5102

S13 Kontur | S12 Sieć Wł | S14 20dB | S5 ARCz | S6 Wyciszanie

Kierunek włączenia

Przełączniki

S3,1 S3,2 S3,3 S3,4 - FM mono, FM stereo, AM
S2,1 S2,2 S2,3 - wejścia
S1,1 S1,2 - głośniki

0,125W 0,25W 0,5W 1W 63÷250V elektr 10-63V

Widok przełącznika z góry

Występ do płyty czołowej

Wkręt a

S2,1 S2,2 S2,3

Przełącznik S2,3 - nr płytki na przełączniku 2,3 - nr przełącznika

Oznaczenie kontaktów rozpoczyna się od najbliższego otworu pod kontakty w płytce poczynając od wkrętu a

Uwagi

1 - Napięcia mierzone woltomierzem o rezystancji wewn. >10 MΩ/V dla lewego skrajnego położenia potencjometru włączonego pierwszego sensora
2 - S12 włączony; S13, S5, S6 wyłączony
3 - Przełącznik wejścia w położeniu radio

Schemat wzmacniacza odbiornika radiowego RADMOR 5102



OPIS UKŁADU

Tor AM znajduje się na płytce PTAM. Integralną częścią toru AM jest układ scalony US1 (TCA440), który zawiera zasilacz stabilizowany, wzmacniacz w.cz., mieszacz, heterodynę, wzmacniacz pośr.cz. i wzmacniacz napięcia ARW. Układ współpracuje z enteną ferrytową, obwodami heterodyny, filtrem hybrydowym FCH 465 oraz detektorem AM. Z układu jest pobierany również sygnał dla wychyłowego wskaźnika dostrojenia. Tranzystor T1 dopasowuje wyjście detektora do wejścia wzmacniacza m.cz.

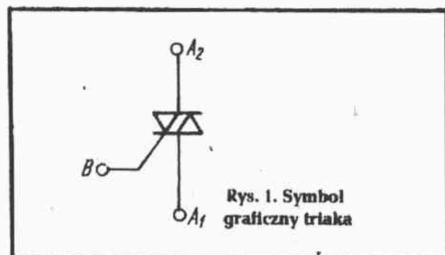
Tor FM składa się z płytek PGUa, PGUb, PPCz, PSD i PA umieszczonych we wspólnej obrotowej ramce z tworzywa sztucznego.
Głowica UKF (płytki PGUa i PGUb) jest całkowicie zaekranowana. Przestraja się ją za pomocą diod typu BB104. Głowica zawiera wzmacniacz w.cz. (tranzystor T101), mieszacz (tranzystor T103) i heterodynę (T102). Na wyjściu mieszacza znajduje się filtr pasmowy pośr.cz. (L109). Głowica jest objęta pętlą ARCz. Wzmacniacz pośr.cz. (płytka PPCz) pracuje z układem scalonym US201 (UL1242). We wzmacniaczu zastosowano hybrydowy filtr ceramiczny FCH 10,7. Układ z tranzystorem T201 wstępnie wzmacnia sygnał pośr.cz., zaś układy z tranzystorami T202 i T203 wraz z diodą D201 służą do otrzymywania napięcia proporcjonalnego do sygnału na wejściu odbiornika, niezbędnego do sterowania układu automatyki i wskaźnika dostrojenia.
Dekoder stereofoniczny (płytka PSD) pracuje z układem scalonym US301 (UL1601). Sygnał pilota jest wydzielany w obwodzie z cewką L301, a sygnał podnośnej w obwodzie z cewką L302.
Układ z tranzystorem T301 służy do blokowania pracy dekodera.
Filtry tłumiące częstotliwość pilota i podnośną zrealizowano z cewkami L303...L306. Układy z tranzystorami T302 i T303 zapewniają dopasowanie filtrów do dekodera, zaś układy z tranzystorami T304 i T305 wzmacniają sygnał stereofoniczny do poziomu niezbędnego do wysterowania wzmacniacza m.cz.
Układ automatyki (płytka PA) jest zbudowany z dwoma układami scalonymi US401 i US402 (UL1111). Zapewnia on sygnał do sterowania wskaźników, ustala próg czułości „stereo" i „wyciszania" oraz blokowanie sygnału m.cz. w czasie przełączania programów (tranzystor T401 na płytce PA).
Tor m.cz. składa się z płytek PPK, PPN, PWR oraz PWM (dwie).
Przedwzmacniacz korekcyjny (płytka PPK) jest wyposażony w dwa identyczne kanały, które dzięki zastosowaniu w każdym kanale trzech tranzystorów o dużym wzmocnieniu oraz precyzyjnej pętli sprzężenia zwrotnego umożliwiają otrzymanie odpowiedniej charakterystyki korekcyjnej dla gramofonu z wkładką magnetyczną. Przełącznik P701 służy do przełączenia przedwzmacniacza na pracę z wkładką krystaliczną.
Przedwzmacniacz napięciowy (płytka PPN) wzmacnia sygnał m.cz., separuje dalsze układy od wejść oraz dostarcza sygnał do zapisu magnetofonowego.
Przedwzmacniacz regulacyjny (płytka PWR) ma regulowane niezależne filtry tonów niskich i wysokich w pętli sprzężenia zwrotnego. Na wyjściu znajduje się potencjometr równoważenia kanałów.
Wzmacniacz mocy (płytka PWM) jest zbudowany w klasycznym układzie z parą różnicową na wejściu, co oprócz dużego wzmocnienia umożliwia wyeliminowanie dużych kondensatorów elektrolitycznych na wyjściu. Dzielnik z rezystorami R1018 i R1019, dopasowuje wyjście wzmacniacza do słuchawek. Układ z diodami D1002 i D1003 służy do kształtowania charakterystyki logarytmicznej niezbędnej do sterowania wskaźników wysterowania kanałów. Tranzystor T1101 umieszczony na radiatorze wraz z tranzystorami T1102 i T1103 pracuje w pętli cieplnego sprzężenia zwrotnego i służy do utrzymywania stałego prądu spoczynkowego niezależnie od temperatury.
Zespół programatora (płytki PPDa i PPDb) jest zbudowany z układami scalonymi US601 (SAS660) i US602 (SAS670). Umożliwia dotykowe przełączanie programów oraz programowanie stacji. Układy na płytce wskaźnikowej (płytka PW) zapewniają odpowiednie napięcia do wskaźników wychyłowych. Na tej płytce znajduje się też układ kształtowania charakterystyki dla wskaźnika „częstotliwość".
Odbiornik jest zasilany z dwupołówkowego zasilacza stabilizowanego, zmontowanego na płytce PZS oraz z zasilacza niestabilizowanego zmontowanego na płytce PZWM. Zasilacz dostarcza następujących napięć: 40 V – do zasilania układów m.cz., 18 V – do zasilania układów w.cz., +25 V i –25 V do zasilania wzmacniacza mocy.

mgr inż. Maciej Sokólski

mgr inż. WOJCIECH GRZESIAK
inż. JACEK PAJĄK

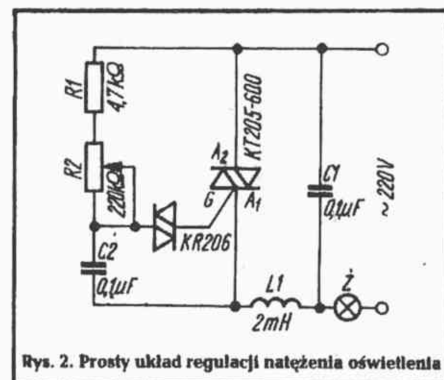
TRIAKI W ZASTOSOWANIACH AMATORSKICH

Tyrystor symetryczny jest półprzewodnikowym przyrządem trójelektrodowym, sterowanym sygnałem bramkowym o przemiennej polaryzacji, przewodzącym prąd dwukierunkowo. Popularna jego nazwa t r i a k jest skrótem amerykańskiego określenia TRIODE-AC-SWITCH.



Rys. 1. Symbol graficzny triaka

Na rysunku 1 przedstawiono symbol graficzny triaka.
Triak jest chętnie stosowany w układach elektronicznych, budowanych w warunkach amatorskich; w porównaniu z układami tyrystorowymi umożliwia on znaczne uproszczenie układu (zastępuje dwa tyrystory połączone antyrównolegle).
W niniejszym artykule przytoczono kilka przykładów zastosowań tego przyrządu.
Na rysunku 2 przedstawiono prosty układ przeznaczony do regulacji natężenia oświetlenia, która odbywa się przez zmianę kąta przewodzenia triaka. Działanie układu jest następujące: kondensator C2 jest ładowany przez rezystory R1 i R2 do momentu, gdy napięcie na nim będzie większe od napięcia przebicia diaka (KR 206). Diak (łącznik dwukierun-



Rys. 2. Prosty układ regulacji natężenia oświetlenia

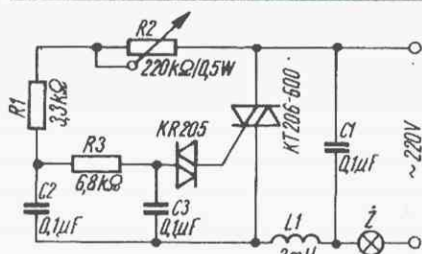
kowy) zaczyna wtedy przewodzić i tym samym powoduje wyzwalanie triaka. Czas ładowania kondensatora jest regulowany przez zmianę rezystancji rezystora R2 i jest ściśle związany z kątem zapłonu triaka.

Zastosowane w układzie modelowym triak i diak są produkowane przez czechosłowacką firmę TESLA.

Elementy C1 i L1 stanowią filtr przeciwzakłóceniowy, bez którego praca regulatora jest niedozwolona ze względu na generowanie przez układ szerokiego widma zakłóceń radioelektrycznych. Elementy filtrujące należy obowiązkowo stosować we wszystkich układach zawierających triaki.

Dławik L1 można wykonać nawijając na rdzeniu ferrytowym (10 × 25 mm z ferrytu F-201) około 150 zwojów drutu nawojowego ⌀ 0,65 mm. Kondensator powinien wytrzymywać napięcie pracy 400 V.

Na rysunku 3 przedstawiono pewną modyfikację układu z rys. 2, w którym dołączono dodatkowy człon R3, C3. Zadaniem tego członu jest polepszenie wyzwalania triaka; po przebiciu diaka kondensator



Rys. 3. Układ regulacji natężenia oświetlenia z polepszonym wyzwalaniem

magazynujący C2 nie jest obciążony pełnym prądem, gdyż szczyt impulsu przejmuje kondensator C3. W przypadku trudności ze zdobyciem diaka proponuje się układ zastępczy przedstawiony na rysunku 4.

należy dołączyć do wyjścia głośnikowego wzmacniacza. Jako transformator wejściowy można zastosować dowolny transformator głośnikowy od odbiornika tranzystorowego. Lepiej jednak zastosować transformator nawinięty specjalnie, przy czym należy zwrócić uwagę na dokładne odizolowanie uzwojenia pierwotnego od wtórnego.

W układzie modelowym zastosowano rdzeń ferrytowy kubkowy typu M22/13/F-2001/4300 produkowany przez Zakłady Polfer w Warszawie. Uzwojenie pierwotne transformatora wykonano z drutu ⌀ 0,15 mm – 100 zwojów, natomiast uzwojenie wtórne z drutu ⌀ 0,1 mm – 500 zwojów. W modulatorze żarówka rozświeca się i gaśnie w rytm sygnału wyjściowego wzmacniacza.

Zaletą powyższego układu jest jego prostota i pewność działania.

Ciekawe efekty świetlne można uzyskać dobudowując do układu z rys. 5 człon inwersyjny (rys. 6). W układzie tym pracują dwa źródła światła, przy czym świecenie żarówki Ż1 powoduje gaśnięcie ża-

Rys. 5. Prosty układ dźwiękowego modulatora światła

Rys. 6. Układ dźwiękowego modulatora światła wyposażonego w człon negatywowy

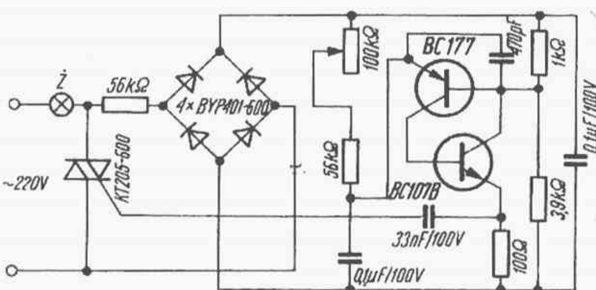
Na rysunku 7 przedstawiono trzykanałowy modulator światła. W modulatorze tym sygnał wychodzący z transformatora separującego jest podzielony na trzy kanały za pomocą trzech prostych filtrów RC. W związku z tym każdy z triaków jest sterowany sygnałem z pewnej części widma akustycznego.

Na rys. 8 przedstawiono układ przerywacza światła żarówki na napięcie 220 V.

Rys. 7. Trzykanałowy modulator światła

Układ składa się z multiwibratora astabilnego pracującego z częstotliwością kilku Hz. Częstotliwość ta jest zależna od nastawienia potencjometru P oraz od pojemności kondensatorów C1 i C2. Sygnał

Rys. 9. Układ przeznaczony do włączania obciążeń wrażliwych na przeciążenia prądowe



Rys. 4. Układ regulacji natężenia oświetlenia nie wymagający stosowania diaka

Rys. 8. Przerywacz światła żarówki na napięcie 220 V

Dużym zainteresowaniem wśród amatorów muzyki rozrywkowej cieszą się dźwiękowe modulatory światła. Na rysunku 5 przedstawiono prosty układ modulatora, w którym janość żarówki jest modulowana sygnałem wyjściowym wzmacniacza m. cz. Wejście modulatora

rówki Ż2 i odwrotnie. Powyższy układ w czasie jednego okresu oddaje tyle energii świetlnej, co jedna żarówka pracująca w sposób ciągły, przy pełnym wysterowaniu. Ciekawe efekty świetlne można tu uzyskać stosując żarówki o barwach dopełniających się wzajemnie.

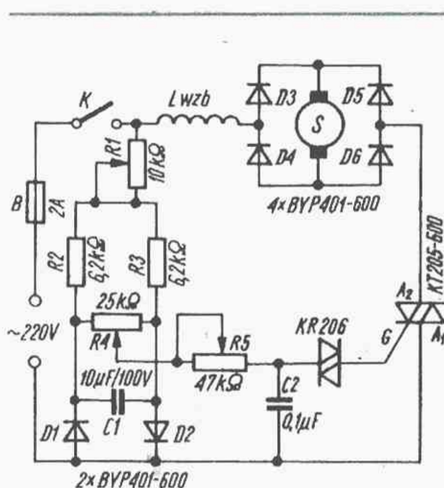
wyjściowy multiwibratora steruje triakiem, a triak odpowiednio steruje żarówkę Ż.

Rysunek 9 ilustruje układ przeznaczony do włączania obciążeń wrażliwych na przeciążenie prądowe, takich jak np. żarówki projektorów. Układ ten umożliwia

stopniowy wzrost napięcia od „0" do wartości maksymalnej, a więc stopniowe nagrzewanie się żarówki, a zatem – znaczne zwiększenie jej trwałości. Czas trwania tego cyklu wynosi około 1–2 sekund. Należy zwrócić uwagę, że pod względem elektrycznym układ ten jest modyfikacją regulatora z rys. 2. Modyfikacja ta polega na włączeniu w miejsce rezystora regulacyjnego fotorezystora, który jest oświetlany przez stopniowo rozjaśniającą się żarówkę pomocniczą Ż, dzięki włączeniu w szereg termistora o ujemnym współczynniku temperaturowym rezystancji (NTL).

Rezystor R1 służy do ustawienia początkowej rezystancji fotorezystora F.

Interesujący układ regulacji silnika elektrycznego umożliwiającego jednocześnie zmianę kierunku obrotów przedstawiono na rys. 10. Należy zaznaczyć, że układ ten jest przeznaczony do silników uniwersalnych o rozdzielonych uzwojeniach stojana i wirnika. Regulacja obrotów i zmiana kierunku w tym układzie odbywa się przez zmianę położenia suwaka rezystora zmiennego R4. Rezystory nastawiane R1 i R5 służą do odpowiedniego ustawienia strefy nieczułości układu oraz nachylenia charakterystyki regulacyjnej.



Rys. 10. Układ nawrotnej regulacji obrotów silnika

LITERATURA

1. Tyrystory i ich zastosowanie – J. F. Rajchert, A. Sitnik, J. Stępień.
2. Elektronizacja – Zeszyt 2.
3. Amatérské Radio – nr 1/78, 1/76.
4. Układy tranzystorowe dla radioamatorów – A. Židan, B. Milobar.
5. Katalog Semi-conductors – TESLA 1976.

UKŁAD SCALONY LA1230

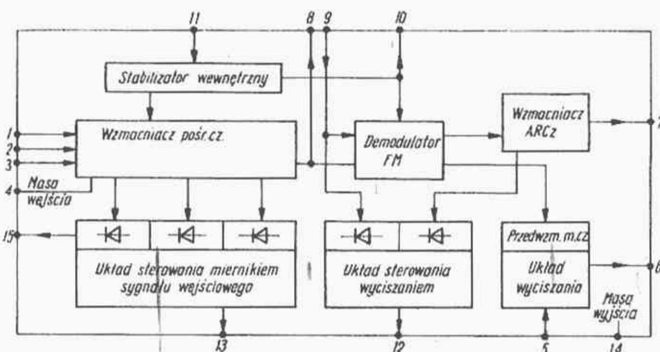
mgr inż. MIROSŁAW TARNOWSKI

Od kilku lat są produkowane na świecie monolityczne układy scalone stanowiące kompletny tor pośredniej częstotliwości FM odbiornika wysokiej klasy, np. LA1230 – Sanyo, CA3089 i CA3189 – RCA, TDA1200 i TCA3089 – SGS ATES, HA1137 – Hitachi i inne.

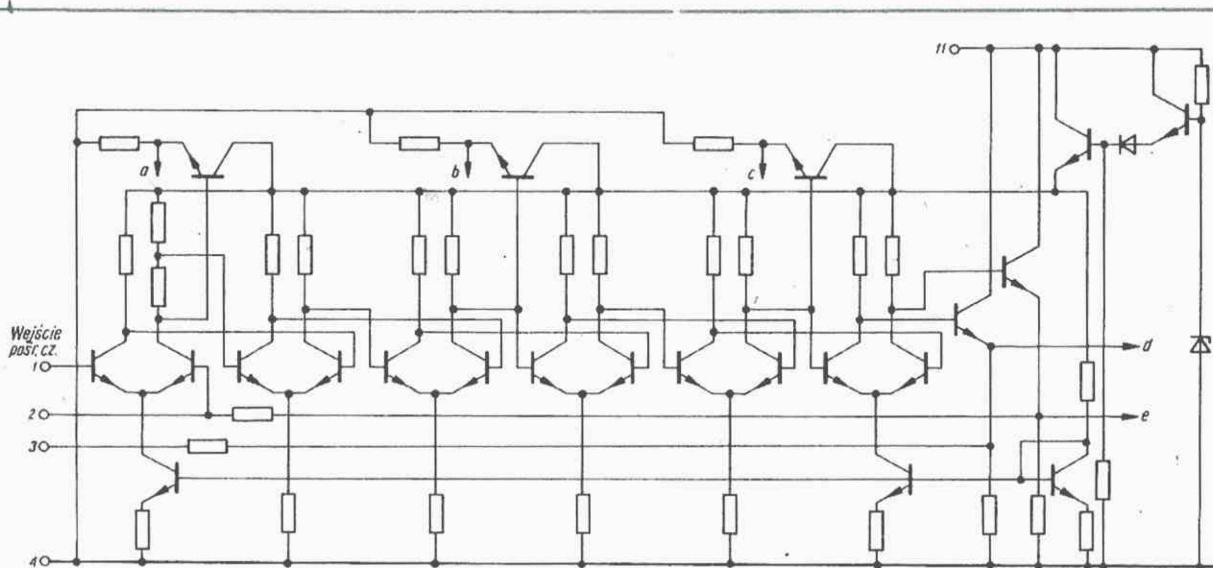
Układ scalony LA1230 produkowany przez japońską firmę Sanyo spełnia następujące funkcje:
- wzmacniacza i ogranicznika pośr.cz.,
- demodulatora FM o bardzo małych zniekształceniach,
- przedwzmacniacza m.cz.,
- wyciszania przy odstrojeniu,
- wyciszania przy małym stosunku sygnału do szumu,
- sterowania miernikiem dostrojenia,
- sterowania miernikiem wielkości sygnału wejściowego,
- sterowania automatyczną regulacją częstotliwości (ARCz),
- sterowania opóźnioną automatyczną regulacją wzmocnienia (ARW) głowicy odbiornika,
- sterowania przełącznikiem mono-stereo w dekoderze stereofonicznym.

OPIS UKŁADU

Układ scalony LA1230 zawiera ponad 100 tranzystorów. W schemacie blokowym, przedstawionym na rys. 1, można wyróżnić: wewnętrzny stabilizator, wzmacniacz pośr.cz., de-



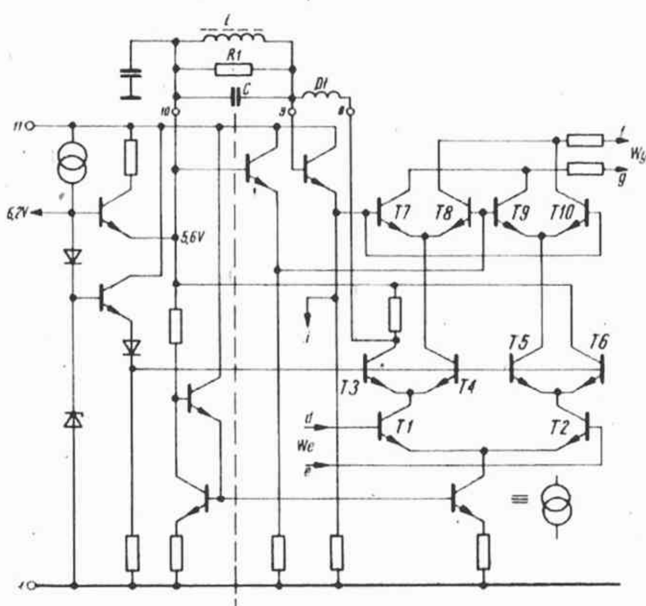
Rys. 1. Schemat blokowy układu scalonego LA1230



Rys. 2. Schemat ideowy układu wzmacniacza pośr.cz.

modulator FM, wzmacniacz ARCz, przedwzmacniacz m.cz. z układem wykonawczym wyciszania, układ sterowania wyciszaniem i układ sterowania miernikiem wielkości sygnału wejściowego.

Wzmacniacz – ogranicznik składa się z sześciostopniowego wzmacniacza różnicowego z bezpośrednim sprzężeniem między stopniami (rys. 2). Układ jest przystosowany do współpracy z filtrem ceramicznym obciążonym rezystorem 330 Ω. Rezystor ten powoduje również polaryzację wejścia wzmacniacza pośr.cz. Mimo dużej czułości układu (12 μV) wzmocnienie na jeden stopień nie jest duże i wynosi około 15 dB. Zapewnia to stabilną pracę układu i nie dopuszcza do znacznego przesterowania poszczególnych wzmacniaczy różnicowych, umożliwiając osiągnięcie dużego tłumienia pasożytniczej modulacji amplitudy (około 55 dB). Wzmacniacz pośr.cz. jest zasilany z wewnętrznego stabilizatora. W jego skład wchodzi skompensowane temperaturowo źródło odniesienia dla układu demodulatora i wzmacniacza ARCz (rys. 3).

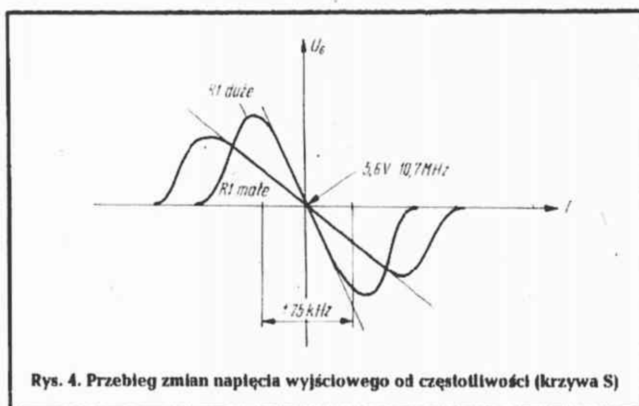


Rys. 3. Schemat ideowy źródła napięcia odniesienia i demodulatora FM

Demodulator przedstawiony na rys. 3 jest typowym demodulatorem FM, stosowanym w układach scalonych. Składa się on z mieszacza zrównoważonego wykonanego z tranzystorami T1, T2, T7...T10 i przesuwnika fazy 90°. Polepszenie jego pracy osiągnięto przez zastosowanie dodatkowych tranzystorów T3...T6. Sygnał pośr.cz. dla przesuwnika fazy, składającego się z obwodu rezonansowego i dławika, jest otrzymywany z kolektora tranzystora T3, po dodatkowym ograniczeniu przez dolne tranzystory mieszacza. Unika się w ten sposób odchyleń dostrojenia dla małych sygnałów wejściowych.

Zniekształcenia nieliniowe demodulacji zależą głównie od liniowości fazy przesuwnika i symetryczności krzywej S. Liniowość fazy można polepszyć zmniejszając wartość rezystora R1 bocznikującego obwód rezonansowy LC, ale maleje wtedy napięcie wyjściowe m.cz. demodulatora (rys. 4).

Przez zastosowanie dwuobwodowego filtru rezonansowego można osiągnąć bardzo mały współczynnik zniekształceń nieliniowych demodulacji (około 0,1%) bez zmniejszania wyjściowego napięcia m.cz. Z układu demodulatora uzyskuje się dwa sygnały I_{7+9} + i (t) oraz I_{8+10} – i (t). Sterują one wzmacniacz ARCz i przedwzmacniacz m.cz. (rys. 5). Na wyjściu obu układów wykonanych z wtórników prądowych otrzymuje się

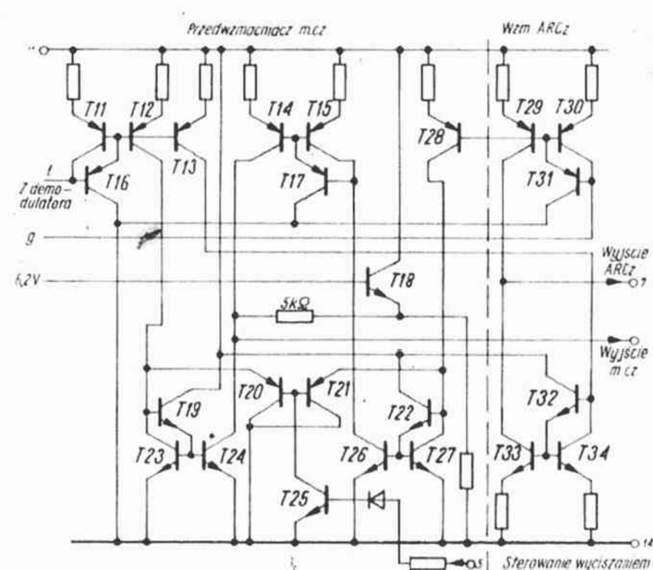


Rys. 4. Przebieg zmian napięcia wyjściowego od częstotliwości (krzywa S)

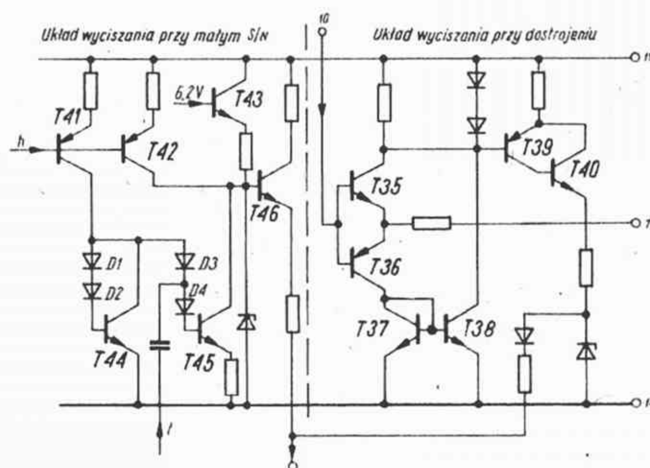
różnicę tych prądów. Przy dostrojeniu prądy stałe I_{7+9} oraz I_{8+10} są sobie równe i wypadkowe prądy stałe końcówek 6 i 7 są bliskie zeru. Potencjał tych końcówek równy jest napięciu odniesienia około 5,6 V. Przy braku dostrojenia powstaje pewna różnica prądów, która powoduje przepływ prądu do, lub z końcówek 6 i 7. Wykorzystano je do sterowania miernika dostrojenia i układu ARCz odbiornika.

Dodatkowo w układ wzmacniacza m.cz. włączono tranzystory T20 i T21 powodujące wyciszanie. Gdy napięcie na końcówce 5 (doprowadzone z końcówki 12) przekroczy wartość 1,4 V, tranzystor T25 przewodzi. Na emiterach tranzystorów T20 i T21 potencjał spada do około 0,7 V. Powoduje to zatkanie tranzystorów T24 i T27 i odcięcie wyjścia sygnału m.cz. od demodulatora FM. Napięcie stałe na końcówce 7 służy również do sterowania układem wyciszania przy odstrojeniu (rys. 6). Gdy $/U_7 - U_{10}/ > 0{,}7$ V, jeden z tranzystorów T35 lub T37 przewodzi i na końcówce 12 pojawi się napięcie o wartości około 5 V.

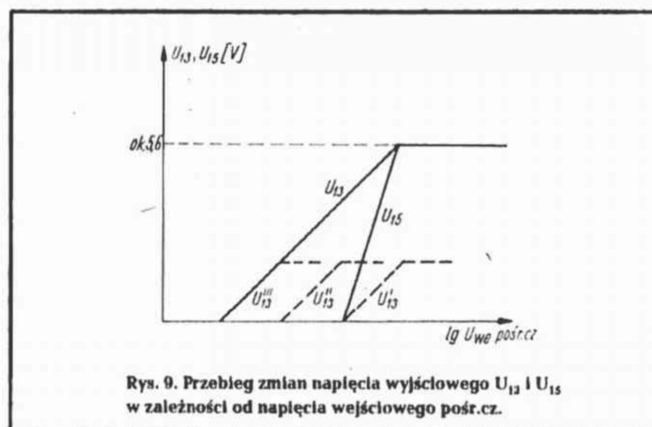
Wyciszanie przy zbyt małym stosunku sygnału do szumu zapewnia układ wykonany z tranzystorami T41...T46 (rys. 6). Składa się on z detektora szczytowego dla małych sygnałów i tranzystora wyjściowego T46. Detekcję małych sygnałów osiągnięto przez wstępną polaryzację diody detekcyjnej D4 uzyskiwaną na tranzystorach T41 i T44 oraz diodach D1...D3. Gdy sygnał pośr.cz. doprowadzony z przesuwnika fazy jest duży i dostatecznie ograniczony, detektor jest w pełni wysterowany. Na kolektorze tranzystora T45 jest stały potencjał bliski zeru i wyjściowe napięcie z tranzystora T46 jest równe zeru.



Rys. 5. Schemat ideowy wzmacniacza ARCz i przedwzmacniacza m.cz.

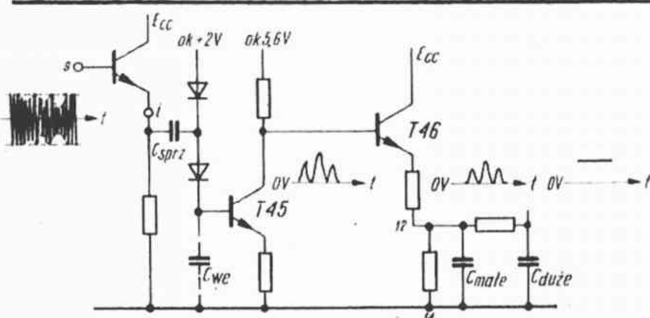


Rys. 6. Schemat ideowy układu sterującego wyciszaniem



Rys. 9. Przebieg zmian napięcia wyjściowego U_{13} i U_{15} w zależności od napięcia wejściowego pośr.cz.

Przy dostatecznie małym sygnale wejściowym szumy powodują pojawienie się wgłębień w obwiedni sygnału (rys. 7). W tych momentach tranzystor T45 przestaje przewodzić, co spowoduje chwilowe wysterowanie tranzystora T46 i ładowanie zewnętrznej pojemności dołączonej do końcówki 12. Napięcie to jest odwrotnie proporcjonalne do stosunku sygnału do szumu.



Rys. 7. Schemat działania układu wyciszania przy małym sygnale wejściowym

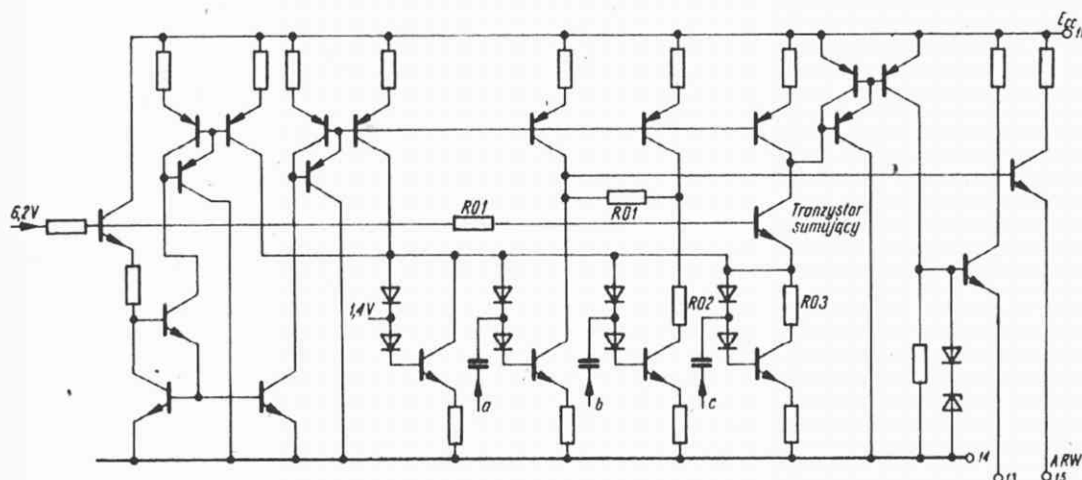
Układ sterowania miernikiem wielkości sygnału wejściowego (rys. 8) składa się z trzech detektorów szczytowych dla małych sygnałów (jak opisany wyżej), przyłączonych do pierwszego, trzeciego i piątego stopnia wzmacniacza pośr.cz. (rys. 2). Gdy napięcie sterujące dany detektor zwiększa się, to wzrasta prąd kolektora tranzystora tego detektora, aż do wartości maksymalnej, określonej przez rezystor ograniczający R_d. Prądy te zostają zsumowane w tranzystorze (rys. 8) i przez wtórnik prądowy przekazywane do wyjściowego tranzystora miernika sygnału. Wychylenie miernika sygnału wejściowego jest w przybliżeniu proporcjonalne do logarytmu napięcia wejściowego (rys. 9). Układ sterowania opóźnioną ARW dla głowicy (rys. 8) wykorzystuje detektor sygnału z pierwszego wzmacniacza pośr.cz. Gdy sygnał na wejściu pośr.cz. wzrośnie powyżej 10 mV, napięcie na końcówce 15 narasta, aż do wartości około 5,6 V. Układ ten jest przystosowany do współpracy z typowym tranzystorem regulacyjnym w.cz., np. BF200 lub BF180.

ZASTOSOWANIE UKŁADU

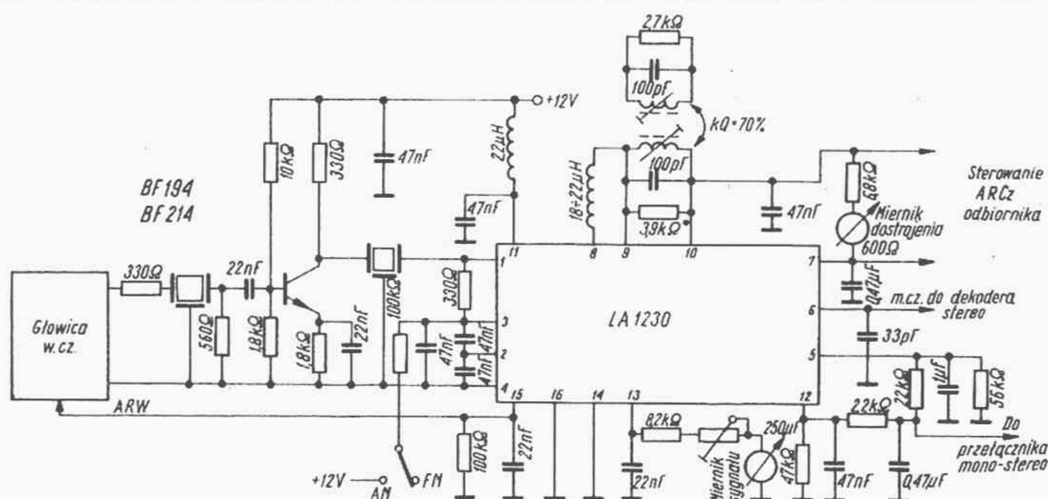
Na rysunku 10 przedstawiono typowe zastosowanie układu we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości FM odbiornika Hi-Fi. Wykorzystane są wszystkie funkcje układu. Zastosowano optymalny układ przesuwnika fazy z dwuobwodowym filtrem LC. Przez regulację sprzężenia, częstotliwości rezonansowych i dobroci obu obwodów można osiągnąć bardzo małe zniekształcenia demodulacji.

Układ LA1230 ma duże wzmocnienie, dlatego istotnym problemem jest stabilność pracy.

Wewnątrz układu scalonego rozdzielono masę „wejścia" (końcówka 4) od masy „wyjścia" (końcówka 14); zapobiega to sprzężeniu poprzez doprowadzenia „masy". Ponadto doprowadzenie wyjścia wzmacniacza pośr. cz. (końcówka 1) jest umieszczone maksymalnie daleko od wyjścia pośr.cz. (końcówka 8). Bardzo ważne jest zaprojektowanie płytki drukowanej tak, aby nie powstawały szkodliwe sprzężenia zwrotne w obwodzie zewnętrznym.



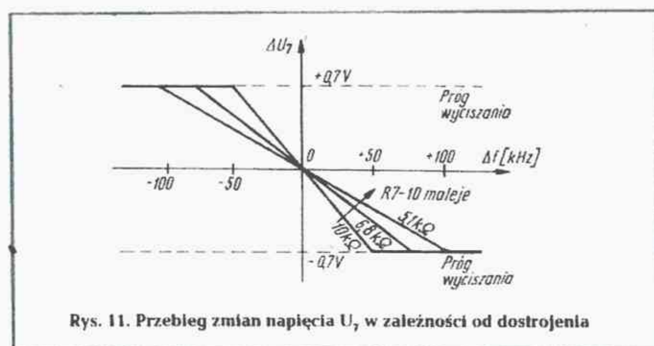
Rys. 8. Układ sterowania miernikiem sygnału wejściowego i opóźnioną ARW dla głowicy



Rys. 10. Schemat ideowy układu wzmacniacza pośr. cz. FM na LA1230

W odbiornikach stereofonicznych wyjście m.cz. układu scalonego LA1230 wystarczy zablokować pojemnością około 30 pF, natomiast dla odbiorników monofonicznych zalecana jest pojemność 10 lub 15 nF, która zapewnia z rezystancją wyjściową końcówki 6 odpowiednią stałą czasową preemfazy 50 lub 75 µs. Bardzo ważnym, a jednocześnie bardzo trudnym problemem jest odpowiedni dobór warunków pracy układu wyciszania. Dla jego prawidłowej pracy napięcie skuteczne końcówki 9 powinno wynosić około 175 mV. Zależne jest ono głównie od dobroci obwodu rezonansowego przesuwnika fazy. Zbyt mała wartość napięcia U_9 powoduje pojawienie się stałego napięcia na końcówce 12, niezależnego od sygnału wejściowego. Również zbyt duże napięcie U_9 jest niekorzystne, ponieważ wgłębienia w obwiedni sygnału spowodowane szumami są zbyt małe do odetkania tranzystora T46. Dla działania układu wyciszania ważne jest wzmocnienie stopni poprzedzających układ scalony LA1230. Zbyt duże wzmocnienie powoduje ograniczenie szumów przez ostatni stopień wzmacniacza pośr.cz. i nieprawidłowe działanie detektora. Próg wyciszania przy odstrojeniu ustalony jest przez rezystor włączony między końcówki 7 i 10 (rys. 11). Przy wartości rezystora R7...R10 = 6,8 kΩ wyłączanie następuje przy odstrojeniu ±75 kHz.

Układ RC łączący końcówki 12 i 5 zapewnia szybkie reagowanie układu wyciszania przy przestrajaniu, a jednocześnie eliminuje zakłócenia spowodowane przełączaniem.



Rys. 11. Przebieg zmian napięcia U_7 w zależności od dostrojenia

Do sterowania przełącznikiem mono-stereo w dekoderze stereofonicznym może być wykorzystane napięcie z końcówki 12 lub 13.

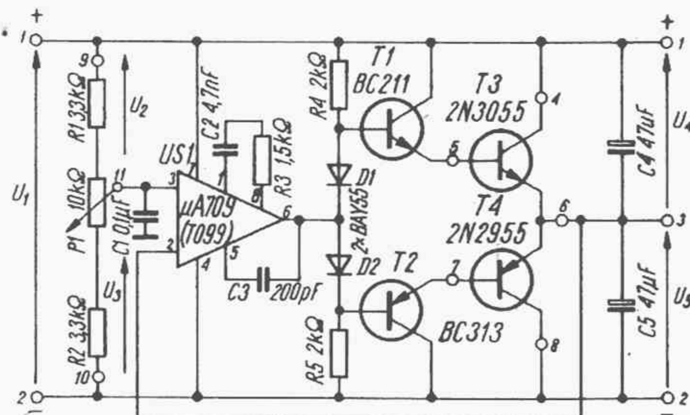
Układ scalony LA1230 jest stosowany również w radiotelefonach FM.

AKTYWNY DZIELNIK NAPIĘCIA

mgr inż. RYSZARD KROGULSKI

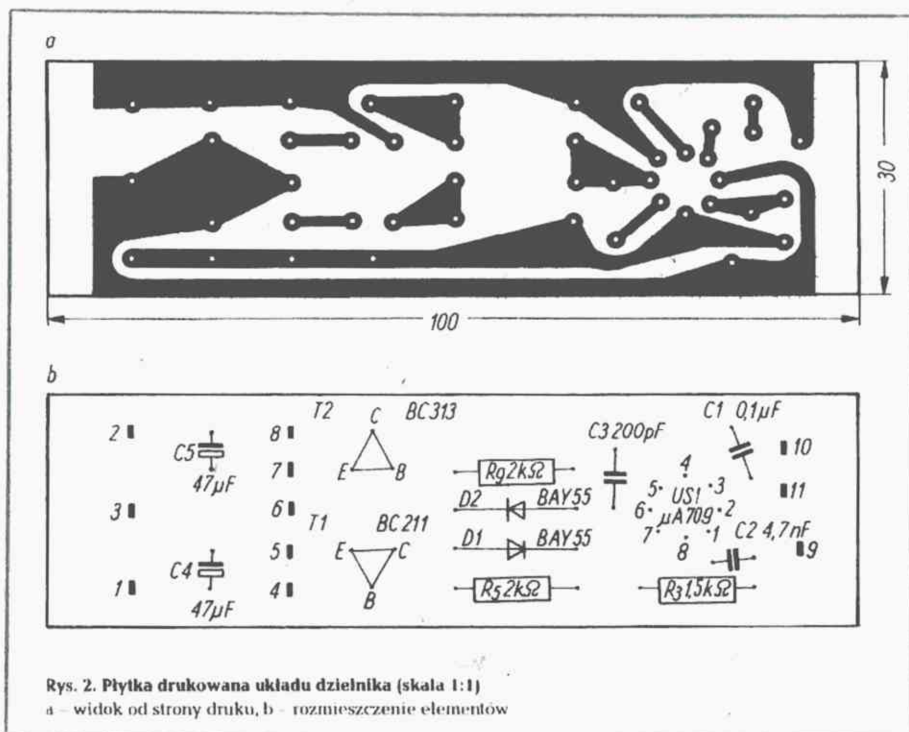
Wiele układów elektronicznych, szczególnie zawierających wzmacniacze operacyjne lub komparatory, wymaga zasilania dodatnim i ujemnym napięciem względem „masy". Często są to napięcia symetryczne (dla większości monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych typowym zasilaniem jest ± 15 V), ale niektóre układy zawierające przykładowo komparatory typu µA711 wymagają napięć niesymetrycznych +12 V i –6 V.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat układu aktywnego dzielnika napięcia, który umożliwia uzyskanie napięcia dodatniego (U_4) i ujemnego (U_5) z jednego napięcia wejściowego (U_1).



Rys. 1. Schemat aktywnego dzielnika napięcia

Stosunek napięć wyjściowych U_4:U_5



Rys. 2. Płytka drukowana układu dzielnika (skala 1:1)
a – widok od strony druku, b – rozmieszczenie elementów

można zmieniać w granicach od 1:4 do 4:1 i regulować potencjometrem P1.

Dla zastosowanego wzmacniacza µA709 minimalne napięcie wejściowe U_1 wynosi 6 V, a maksymalne – 36 V. Wartości te zależą od typu zastosowanego wzmacniacza operacyjnego.

Dla wyjaśnienia zasady pracy załóżmy, że potencjometr P1 dzieli napięcie wejściowe U_1 w stosunku $U_2{:}U_3 = k_0$. Jeśli podział tego napięcia, będzie inny, np. $U_4{:}U_5 = k_1$ i $k_1 < k_0$, to na wejściu wzmacniacza operacyjnego pojawi się różnicowe napięcie U_5-U_3. Spowoduje ono obniżenie się napięcia na wyjściu wzmacniacza operacyjnego i jednocześnie zmniejszenie napięcia U_5 (tranzystory T1, T2, T3, T4 pracują w układzie wtórników emiterowych). W rezultacie ustali się podział wyjściowego napięcia określony położeniem suwaka potencjometru P1.

Jeśli pobory prądów z dodatniego i ujemnego zacisku wyjściowego przystawki są jednakowe, to tranzystory T1, T2, T3, T4 nie przewodzą. W przypadku, gdy prądy te różnią się, pracuje tylko jedna para tranzystorów T1 i T3 lub T2 i T4.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat jednostronnego obwodu drukowanego układu dzielnika napięcia.

Potencjometr P1 wraz z rezystorami R1 i R2 umieszczono na płycie czołowej zasilacza.

Tranzystory T3 i T4 znajdują się na wspólnym radiatorze.

W układzie zastosowano tranzystory komplementarne 2N3055 i 2N2955. Można je zastąpić parą tranzystorów BD354 i BD355, licząc się oczywiście ze zmniejszeniem mocy (prądu maksymalnego) układu.

Wszystkie zastosowane w układzie rezystory są typu MŁT o tolerancji 5% i mocy 0,25 W. Kondensatory mają napięcia przebicia 63 V, a zastosowany układ scalony µA709 jest w obudowie TO–99.

LITERATURA

1. D.J. Battison – „A differential power supply converter". Electronic Engineering, March 1978.
2. S. Sonta, H. Kotlewski – „Układy scalone liniowe i ich zastosowanie", WNT, Warszawa 1977.

PRÓBNIK TRANZYSTORÓW

KRZYSZTOF TOBOŁA

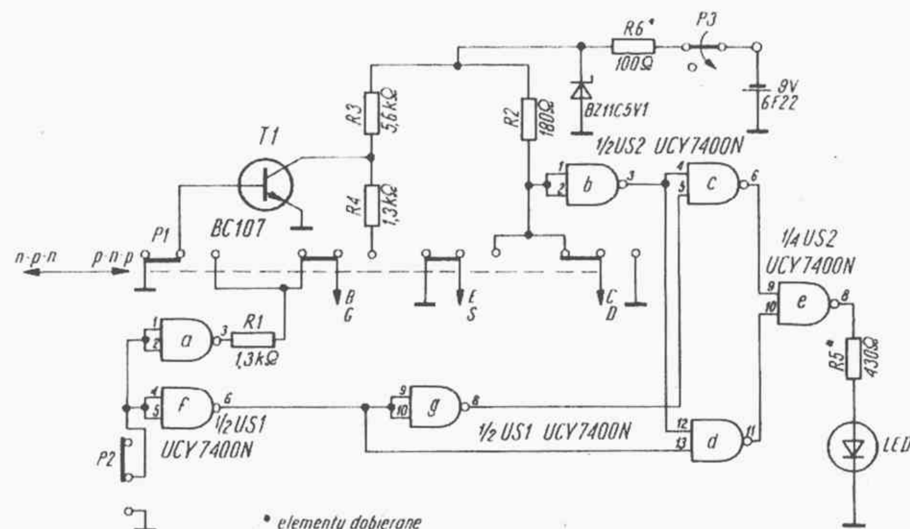
W praktyce amatorskiej oraz w pracy zawodowej bardzo często trzeba sprawdzać tranzystory. Łączy się to przeważnie z wylutowywaniem ich, co powoduje często uszkodzenia ścieżek obwodu drukowanego.

Poniżej opisany jest prosty przyrząd, za pomocą którego można sprawdzać tranzystory w większości przypadków bez potrzeby wylutowywania ich z układu. Schemat układu przedstawiono na rysunku 1.

Aby wyjaśnić działanie przyrządu należy wziąć pod uwagę dwa przypadki:
- sprawdzenie tranzystora n-p-n lub J–FET typu n,
- sprawdzenie tranzystora p-n-p lub J–FET typu p.

Sprawdzenie tranzystora n-p-n (J–FET złącze n)

Przełącznik P1 ustalający polaryzację przyrządu (p-n-p lub n-p-n) jest w położeniu jak na rys. 1. Gdy przełącznikiem P3 włączy się zasilanie, a nie naciśnie przełącznika P2, to do bazy (bramki) badanego tranzystora zostanie podany stan „0" z wyjścia elementu a, który spowoduje, że badany tranzystor pozostanie zatkany. Na wejściu elementu *b* będzie stan „1", na jego wyjściu stan „0". Spowoduje to



Rys. 1. Schemat próbnika

ustawienie na wyjściu elementu *c* stanu „1" oraz stanu „1" na wyjściu elementu *d*. Stany „1" na wejściach elementu *e* wymuszają stan „0" na jego wyjściu i dioda LED nie zaświeci. Będzie tak w przypadku tranzystora dobrego lub z przerwą. Tranzystor ze zwarciem między kolektorem a emiterem wywoła stan „0" na wejściu elementu *b*, co spowoduje zaświecenie się diody LED.

Po naciśnięciu przycisku P2 do bazy (bramki) tranzystora zostaje podany stan „1", który spowoduje jego otwarcie (nasycenie). Na wejściu elementu *b* ustali się stan „0", który w konsekwencji spowoduje zaświecenie się diody LED.

Dioda zapali się także w przypadku tranzystora ze zwarciem E–K (lub D–S), a nie zapali się w przypadku przerwy.

Na podstawie tych dwóch prób możemy stwierdzić, że:

– dioda nie pali się w żadnym przypadku (przerwa),

– dioda pali się w obu przypadkach (zwarcie),

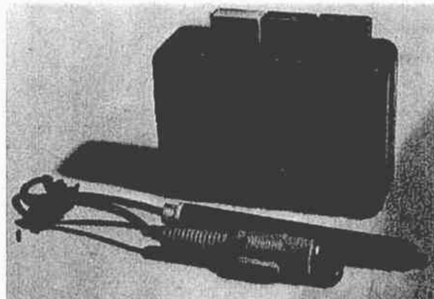
– dioda pali się dopiero po naciśnięciu przycisku P2 (tranzystor dobry).

Badanie tranzystora p-n-p lub J–FET ze złączem p

Przełącznik P1 jest wtedy w prawym położeniu (-p-n-p). Do układu zostaje dołączony dodatkowy tranzystor T1. Przed naciśnięciem przycisku P2 stan „0" na wyjściu elementu *a* powoduje, że tranzystor T1 jest zatkany i baza (bramka) tranzystora badanego jest połączona z plusem. Tranzystor ten jest więc także zatkany i jeśli jest sprawny, do wejścia elementu *b* jest podawany stan „1", co nie powoduje świecenia diody LED.

Po naciśnięciu przycisku P2 na bazie tranzystora T1 ustala się stan „1", który powoduje połączenie bazy tranzystora badanego z minusem zasilania (przez rezystor R4). Na wejściu elementu *b* jest wtedy stan „0" i dioda LED świeci.

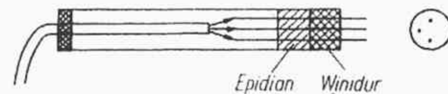
Przyrząd jest zasilany z baterii 9 V typu 6F22.



Rys. 2. Widok próbnika z sondą

Do budowy przyrządu wykorzystano pudełko do mydła, w którym umocowano płytkę z elementami oraz przełączniki typu „Isostat" – rys. 2 (P1 – stabilny dwusekcyjny, P2 – chwilowy jednosekcyjny i P3 – stabilny jednosekcyjny).

Ze względu na to, że wszystkie tranzystory w sprawdzanych pakietach miały taki sam rozstaw wyprowadzeń, dla dołączenia się do tranzystora wykonano specjalne sondy (rys. 3) łączone z przyrządem za pomocą tzw. wtyku diodowego.



Rys. 3. Przekrój sondy

Sondę wykonano z korpusu pisaka, w którym umocowano krążek o grubości 10 mm, wytoczony z winiduru z igłami wklejonymi klejem „Epidian". Zapewniają one dobry styk do punktów lutowniczych.

Zastosowane w układzie rezystory są typu MŁT 0,25 W, 5%, natomiast jako diodę LED można zastosować dowolną diodę elektroluminescencyjną produkcji krajowej.

re z praktyki radioamatorskiej

DODATKOWE PRĘDKOŚCI W MAGNETOFONACH KASETOWYCH MK 122, MK 125

inż. JERZY GDULA

Zapewne wielu użytkowników magnetofonów kasetowych zainteresuje przystawka, jaką wykonałem do swojego magnetofonu MK 122. Umożliwia ona:

– skokową zmianę prędkości przesuwu taśmy z 4,75 cm/s na 2,4 cm/s;

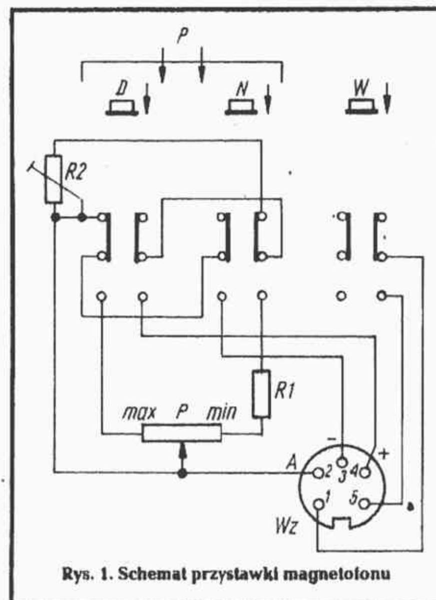
– ciągłą regulację prędkości przesuwu taśmy w zakresie od około 1,6 cm/s do około 9,5 cm/s,

– dwukrotnie szybsze przewijanie taśmy,

– zdalne sterowanie włączaniem i wyłączaniem silnika.

Prędkość przesuwu taśmy 2,4 cm/s jest szczególnie korzystna przy zapisywaniu mowy (prelekcje, odczyty, nauka języków itp.) i daje znaczne oszczędności taśmy. Ze względu jednak na zwężenie pasma przenoszenia, prędkość ta nie nadaje się do nagrywania muzyki.

Ciągła regulacja prędkości przesuwu ułatwia wyszukiwanie pożądanych fragmentów zapisu, poza tym przyspieszone lub zwolnione odtwarzanie mowy daje ciekawe efekty w postaci zmiany barwy i wysokości dźwięku.



Rys. 1. Schemat przystawki magnetofonu

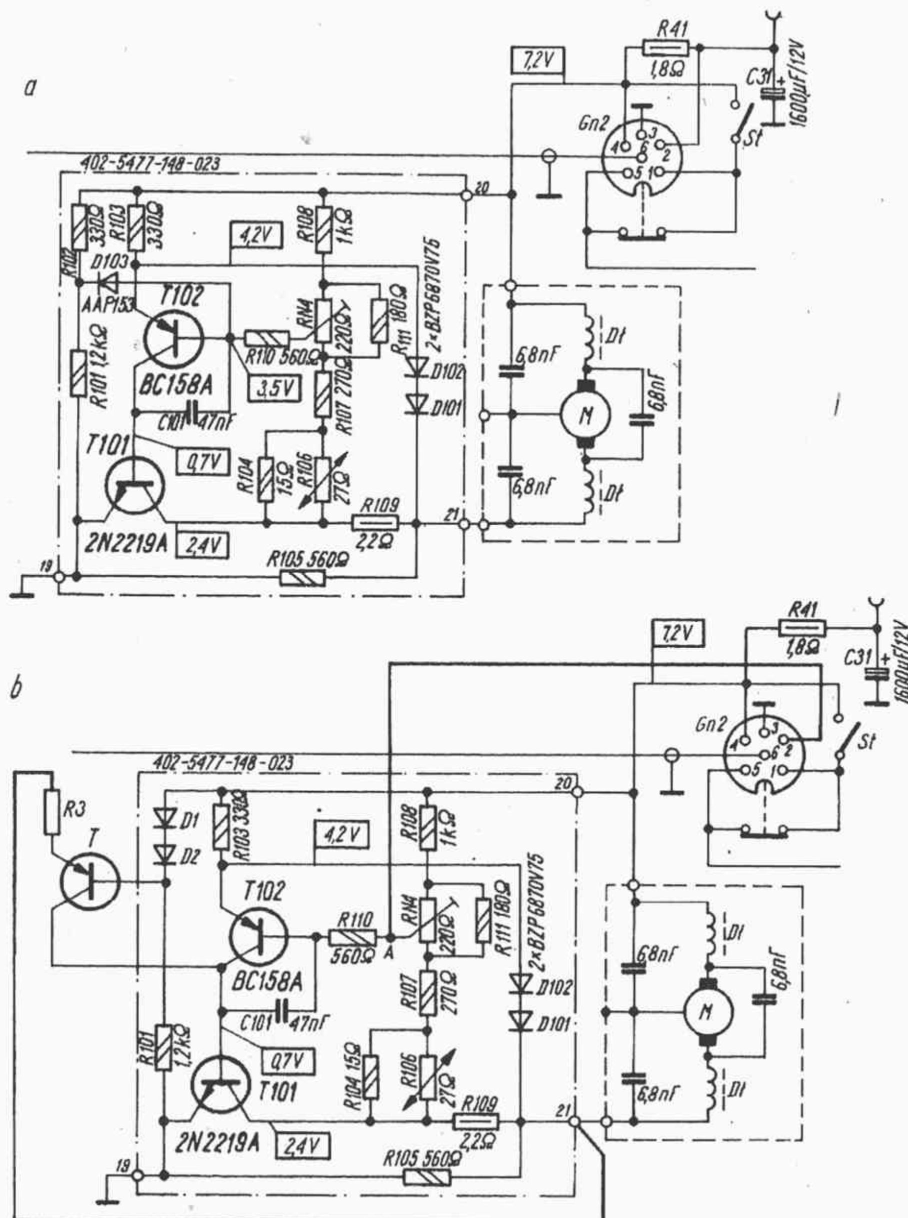
Zaleta przewijania taśmy z większą prędkością nie wymaga komentarza. Zwrócić jednak należy uwagę na możliwość większego zużywania się podzespołów mechanicznych, szczególnie paska napędowego.

Zdalne sterowanie włączaniem silnika zastępuje dotychczasowe – wyłącznikiem umieszczonym na mikrofonie.

W celu uzyskania dodatkowych prędkości dokonano w magnetofonie niewielkich przeróbek oraz wykonano prostą przystawkę zewnętrzną.

Schemat przystawki przedstawiono na rys. 1. W jej skład wchodzą: trzy niezależne przełączniki typu „Isostat" – o dwu kompletach zestyków przełącznych każdy, potencjometr suwakowy P, rezystory R1, R2 oraz przewody łączące wraz z pięciostykowym wtykiem Wz. Klawisze przełączników oznaczono literami: D, N, W. Klawisz W jest wyłącznikiem zdalnego sterowania silnika. Wciśnięcie klawi-

sza D powoduje przełączenie prędkości przesuwu taśmy z 4,75 cm/s na 2,4 cm/s. Klawisz N służy do przewijania taśmy z maksymalną prędkością. Jednoczesne wciśnięcie klawiszy D oraz N oznaczone symbolem P powoduje włączenie do układu regulacji potencjometru P i umożliwia ciągłą zmianę prędkości przesuwu, bądź przewijania taśmy.



Rys. 2. Schemat stabilizatora obrotów silnika
a – dotychczasowy układ, b – zmieniony układ stabilizatora

Zmiany wewnątrz magnetofonu dotyczą przeróbki elektronicznego stabilizatora obrotów silnika oraz przełączeń w 6-zestykowym gnieździe zasilania Gn2, do którego przyłącza się przystawkę wtykiem Wz (rys. 2a,b).

Na rysunku 2a przedstawiono dotychczasowy układ połączeń, natomiast na rys. 2b – po wprowadzeniu zmian. Z dotychczasowego układu wyeliminowano rezystor R102, diodę D103 oraz połączenie zestyku 2 gniazda Gn2 z rezystorem R41 i kondensatorem C31. Wprowadzono natomiast do układu tranzystor T, diody D1, D2, rezystor R3. Zestyk 2 gniazda Gn2 połączono z punktem A, czyli ze ślizgaczem rezystora nastawnego RN4. Zasada zmian prędkości w układzie polega na przyłączaniu punktu A za pomocą przystawki do „masy" lub „plusa" zasilania stabilizatora. W ten sposób symuluje się zmianę w obwodzie nastawczym rezystora RN4 bez jego pokręcania, co daje odpowiednio wzrost lub zmniejszenie prędkości silnika.

W dotychczasowym układzie z obwodem rozruchowym na diodzie D103 i rezystorach R101, R102, szeroki zakres regulacji obrotów silnika był nie do uzyskania. Przy napięciu na silniku mniejszym niż 1,5 V, silnik „utykał". Po wprowadzeniu tranzystora T, nawet przy napięciu na silniku mniejszym od 1,5 V, złącze baza-emiter zostaje spolaryzowane w kierunku przewodzenia przez rezystory R3 i R101 oraz diody D1, D2. Tranzystor T przewodzi i doprowadza prąd do bazy tranzystora T101. Przez złącze kolektor-emiter tranzystora regulacyjnego T101 zostaje doprowadzony prąd do silnika. Napięcie na silniku podnosi się do wartości zadanej. Silnik nie utyka, rozruch jest pewny. Jednocześnie przy napięciu większym od 1,5 V tranzystor rozruchowy T nie przewodzi i nie wprowadza zakłóceń do pracy regulatora. Regulator wchodzi w zakres pracy liniowej i realizuje stabilizację obrotów, wykorzystując proporcjonalny do prędkości sygnał napięciowy z mostka tachometrycznego. Mostek ten złożony jest z rezystorów: R104, R106, R107, R108, R109, R111, RN4, R silnika.

Dotychczasowe ustawienie rezystora RN4 nie ulega zmianie. Ustala ono prędkość przesuwu taśmy równą 4,75 cm/s. Po przyłączeniu przystawki do magnetofonu i wciśnięciu klawiszy W oraz D należy rezystorem montażowym R2 ustawić prędkość przesuwu 2,4 cm/s. Można to wykonać za pomocą taśmy wzorcowej lub też metodą kolejnych przybliżeń, porównując czas odtwarzania taśmy przy prędkości 4,75 i 2,4 cm/s. Początkowo rezystor R2 należy ustawić tak, aby rezystancja wynosiła około 1 kΩ.

Dodatkowe elementy regulatora obrotów silnika umieszczono na jego płytce. Przystawkę zewnętrzną umieszczono w obudowie z tworzywa sztucznego o wymiarach 87×65×35 mm.

Wykaz elementów

T – tranzystor BC157, BC158, BC159, BC177, BC178, BC179B
P – potencjometr suwakowy 1 kΩ/A
R1 – rezystor 100 Ω/0,125 W
R2 – rezystor montażowy 2,5 kΩ/0,125 W
R3 – rezystor 10 Ω/0,125 W
D1, D2 – diody BAVP17, BAVP18, BAVP19, BAVP20

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 12 (235) GRUDZIEŃ 1979 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

KALENDARZ KRÓTKOFALARSKICH IMPREZ SPORTOWYCH NA ROK 1980

Poszczególne rubryki oznaczają: datę, godzinę rozpoczęcia i zakończenia zawodów w czasie UTC (GMT), L – lokalnym, pasma, rodzaj emisji, nazwę zawodów.

STYCZEŃ

01	09–12 UTC	3,5–7–14	CW	AG CW Contest
03	18–21 L	144	M	SP-K
05–06	00–24 UTC	KF	CW	PY Contest (Mellvin Jones 80)
10	16–19 L	3,5	M	SP-K
12–13	24–21 UTC	3,5	CW	YU DX Contest
14	19–22 UTC	144	M	VI Ogólnopolskie Zaw. Harc. UKF
12–13	00–24 UTC	KF	CW	Marconi Contest
14–17	00–24 L	3,5	M	Krótkofalarski Tydzień W-wy
19–20	15–15 UTC	KF	CW	QRP AG CW Winter Contest
20	06–08 L	3,5	M	Zawody Olsztyńskie
24	16–19 L	3,5	M	Zawody Oświęcimskie
26–27	00–24 UTC	KF	CW	REF Contest
26–27	00–24 UTC	KF	F	Marconi Contest
26–27	22–16 UTC	160 m	CW	CQ WW 160 m Contest
26–27	22–06 L	144	M	Zawody Łódzkie (SP7KAN)
31	16–18 L	3,5	M	Wyzwolenie Pruszkowa

LUTY

02–03	12–12 UTC	7	F	7 MHz RSGB Contest
02–03	00–24 UTC	KF	F	ARRL DX cz. I
07	18–21 L	144	M	SP-K
09–10	21–02 UTC	160 m	CW	RSGB Contest
10	18–24 UTC	VHF	M	53 SP9 VHF Contest I tura
11	18–24 UTC	VHF	M	53 SP9 VHF Contest II tura
14	16–19 L	3,5	M	SP-K
16–17	00–24 UTC	KF	CW	ARRL DX cz. II
16–17	18–18 UTC	KF	F	YL/OM Contest
23–24	00–24 UTC	KF	F	REF Contest
23–24	00–24 UTC	3,5–7	F	HI Dominicano Contest
23–24	12–12 UTC	7	CW	7 MHz RSGB Contest

MARZEC

01–02	00–24 UTC	KF	F	ARRL DX cz. I
01–02	16–16 UTC	VHF	M	I Test Subregionalny
01–02	18–18 UTC	KF	CW	YL/OM Contest
05	16–20 L	3,5	M	Wyzwolenie Grudziądza
06	18–21 L	144	M	SP-K
13	16–19 L	3,5	M	SP-K
15	16–20 L	3,5	M	CQ KOS
15–16	00–24 UTC	KF	CW	ARRL DX cz. II
22–23	00–24 UTC	KF	SSB	WPX SSB
23	07–13 UTC	144	M	Wielkanocne OK1

KWIECIEŃ

03	18–21 L	144	M	SP-K
05–06	15–24 UTC	KF	CW	SPDX Contest
06	07–17 UTC	3,5–7	CW	RSGB QRP Contest
10	16–19 L	3,5	M	SP-K
09–10	18–18 UTC	KF	CW	DX YL North American Contest
16–17	18–18 UTC	KF	SSB	DX YL North American Contest
17	16–19 L	3,5	M	Dni Leninowskie i Dzień Hutnika
17	20–22 L	144	M	Dni Leninowskie i Dzień Hutnika
19–20	15–24 UTC	KF	SSB	SPDX Contest
26–27	10–16 UTC	KF	CW/SSB	PACC Contest
26–27	15–17 UTC	KF	M	H 26 Contest
26–27	20–20 UTC	KF/UKF	M	EA Contest
30	16–18 L	3,5	CW	QRP 25 Contest SP I tura

MAJ

01	05–07 L	3,5	CW	QRP 25 Contest SP II tura
01	18–21 L	144	M	SP-K
03–04	16–16 UTC	VHF	M	III Test IARU
05	16–18 L	3,5–144	M	Zawody Stacji Klubowych ZHP
08	16–19 L	3,5	M	SP-K
13	16–19 L	3,5	M	Dni Zwycięstwa
10–20	00–24 UTC	VHF	M	Budapest Days
10	00–24 UTC	KF	F	ITU Contest
10–11	21–21 UTC	KF	M	CQ MIR
17	00–24 UTC	KF	CW	ITU Contest
18	06–11 L	3,5–7–144–432	SSB	VIII SP SSB Contest
24–25	00–24 UTC	KF	CW	CQ WW CW WPX Contest

CZERWIEC

02	16–19 L	3,5	M	Zawody „Harcerska Fala"
05	18–21 L	144	M	SP-K
07–08	16–12 UTC	VHF	M	CQ V OK3
07–08	17–17 UTC	KF	CW	EU FD (National Field Day RSGB)
12	16–19 L	3,5	M	SP-K
14–15	10–16 UTC	KF	F	AL.A.DX Contest
19	17–19 L	KF	CW	Silesia CW Contest
21–22	21–02 UTC	160 m	M	RSGB 160 m Contest
29	06–10 L	3,5–7	M	Dni Morza

LIPIEC

03	18–21 L	144	M	SP-K
05–06	15–15 UTC	KF	CW	QRP AG CW Summer Contest
05–06	16–16 UTC	VHF	M	V Subregionalny Test IARU
05–06	00–24 UTC	KF	CW	Argentine DX Contest
05–06	00–24 UTC	KF	F	YV Independent Contest
10	16–19 L	3,5	M	SP-K
12–13	00–24 UTC	KF/UKF	M	IARU Radiosport Championschip 80
13	17–17 UTC	3,5	M	Field Day RSGB
19–20	00–24 UTC	KF	M	HK DX Contest
19–20	15–15 UTC	KF	CW	QRP AG CW
22	06–08	3,5	M	Manifest PKWN
26	00–24 UTC	KF	CW	HA7 Activity Contest
26–27	00–24 UTC	KF	CW	YV Independent Contest
27	00–24 UTC	KF	F	HA7 Activity Contest
27	06–08 L	3,5	M	Zawody Skierniewickie
31	16–19 L	3,5	M	Zawody Wyzwolenia Jarosławia

SIERPIEŃ

02–03	18–16 UTC	UKF	M	LZ UKF Contest
02–03	18–18 UTC	KF	M	YO DX Contest
02–03	00–24 UTC	KF	F	Argentine DX Contest
02	07–10 UTC	432	M	PD UKF I tura
02	10–13 UTC	1296	M	PD UKF II tura
03	07–12 UTC	144	M	PD UKF III tura
07	18–21 L	144	M	SP–K
09–10	00–24 UTC	KF	CW	WAE DX Contest
14	16–19 L	3,5	M	SP–K
16	00–24 UTC	KF	CW	LA Contest
16–17	00–24 UTC	KF	M	Seanet WW DX Contest
17	00–24 UTC	KF	F	LA DX Contest
23–24	10–16 UTC	KF	CW	AL.A.DX Contest

WRZESIEŃ

04	18–21 L	144	M	SP–K
06	15–18 L	3,5	M	400–lecie Zamościa
06–07	16–16 UTC	144	M	Region I IARU Contest
06–07	17–17 UTC	KF	SSB	RSGB Field Day
06–07	00–24 UTC	KF	M	LZ DX Contest
11	16–19 L	3,5	M	SP–K
13–14	00–24 UTC	KF	F	WAE DX Contest
18	16–19 L	3,5	M	HSC Łódź
20–25	15–18 UTC	KF	CW	SAC Contest
25	17–19 L	3,5	M	„Świętokrzyskie Dni Kultury"
26–27	15–18 UTC	KF	F	SAC Contest
28	05–08 L	3,5	M	„Dni Zielonej Góry"

PAŹDZIERNIK

02	18–21 L	144	M	SP–K
04–05	16–16 UTC	432–1296	M	Region I IARU UHF/VHF Contest
04–05	10–10 UTC	KF	F	VK/ZL Contest
08	16–18 L	3,5	M	Dzień LWP i Tydzień LOK
09	16–19 L	3,5	M	SP–K
11–12	10–10 UTC	KF	CW	VK/ZL Contest
12	18–24 UTC	UKF	M	54 SP9 VHF Contest cz. I
13	18–24 UTC	UKF	M	54 SP9 VHF Contest cz. II
16	16–19 L	3,5–144	M	Dzień Łącznościowca
18–19	15–15 UTC	KF	M	WADM Contest
18–19	18–24 UTC	UKF	M	DM UKF Contest
18–19	18–06	UKF	M	UP2 Contest
18–19	12–12 UTC	7	F	7 MHz RSGB Contest
19	07–19 UTC	21	SSB	21 MHz RSGB Contest (QRP)
25–26	00–24 UTC	KF	SSB	CQ WW DX Contest

LISTOPAD

01–02	12–12 UTC	7	CW	RSGB 7 MHz Contest
01–02	20–08 UTC	KF	CW	YU DX Contest
01–02	16–16 UTC	144	CW	Marconi Contest
06	18–21 L	144	M	SP–K
08–09	00–24 UTC	UKF	M	HG VHF Contest
09	00–24 UTC	KF	M	OK DX Contest
13	16–19 L	3,5	M	SP–K
15–16	00–24 UTC	KF	CW	OE Contest (AL Austria)
29–30	00–24 UTC	KF	CW	CQ WW DX Contest

GRUDZIEŃ

04	18–21 L	144	M	SP–K
06–08	14–22 L	3,5–144–432	M	Dzień Górnika
06	18–18 UTC	3,5	CW	TOPS–TAC
11	16–19 L	3,5	M	SP–K
13–14	20–20 UTC	KF	CW	EA WW DX Contest
13–14	20–20 UTC	KF	CW	HA DX Contest
13–14	12–24 UTC	28	M	ARRL 10 m Contest
18	17–19 L	3,5–7	CW	Silesia CW Contest
25	00–24 UTC	KF	M	HA5 Contest
26	06–15 UTC	KF	CW	OK1 (Contest Świąteczny)
26	15–18 L	3,5	CW	Junior Test Ognisko
27	20–23 L	144	M	Zawody Leszczyńskie

UWAGI

Zawody międzynarodowe KF i UKF są podane w czasie UTC (GMT), natomiast krajowe – w czasie lokalnym.

Zawody krajowe nie mogą być organizowane w godzinach nadawania Radiowego Biuletynu Informacyjnego PZK przez centralną radiostację SP5PZK w Warszawie.

Podane daty i godziny mogą ulec zmianie.

Logi za zawody międzynarodowe należy wypełniać na drukach PZK (wyjątek stanowią logi organizatora, np. WAE).

Logi za zawody międzynarodowe KF w przewidzianym terminie należy wysyłać bezpośrednio na adres organizatora lub via ZG PZK skr. poczt. 320, 00-950 Warszawa, z dopiskiem na kopercie „Zawody".

Logi za zawody SP należy wysyłać wyłącznie na adres organizatora krajowego.

Logi za zawody UKF via SP6XA, ul. Szenwalda 7 m 3, 51-672 Wrocław.

Czyste druki „logi", a także książka pt. „Międzynarodowe zawody krótkofalarskie" są do nabycia we wszystkich ZOW PZK.

Regulaminy, kalendarz zawodów krajowych i międzynarodowych KF i UKF oraz wyniki zawodów są emitowane na antenie Radiowego Biuletynu Informacyjnego PZK w każdą niedzielę o godz. 10.30 na falach krótkich w pasmie 42 m przez Centralną Amatorską Radiostację PZK SP5PZK w Warszawie. Ponadto regulaminy i wyniki imprez sportowych KF i UKF są zamieszczane na łamach Biuletynu PZK – miesięcznika dla początkujących i zaawansowanych. Koszt prenumeraty rocznej – 120 zł. Wpłaty na konto Warszawskiego Klubu Krótkofalowców PZK – NBP XV O.W-wa nr konta 1153-4978-132.

Życzymy powodzenia w zawodach oraz jak najlepszych wyników.

Pamiętaj, że zakończeniem udziału w zawodach jest poprawne wypełnienie logów i przesłanie ich w obowiązującym terminie do organizatorów, niezależnie od uzyskanych wyników. Niewysłanie dzienników naraża innych uczestników na utratę punktów. W przypadku wysyłania logów wyłącznie do kontroli, nie jest konieczne obliczanie wyników.

73 de SP5RM

PRZED PIĘĆDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowiec Polski nr 12 z roku 1929 donosi:

■ Instytut Radiotechniczny, jednym z zadań którego jest koordynacja prac i wysiłków szerokich warstw radioamatorstwa polskiego, wystąpił swego czasu z inicjatywą zcentralizowania ruchu krótkofalowego i ujęcia go w pewne ramy organizacyjne, w celu możności wykorzystania krótkofalarstwa polskiego dla organizacji zbiorowych prac badawczych w dziedzinie fal krótkich oraz rozwiązania niektórych zadań o charakterze specjalnym, jak to ma miejsce w szeregu innych państw. Inicjatywa Instytutu znalazła poparcie tak ze strony czynników rządowych jak również ze strony szeregu poszczególnych organizacji krótkofalowych w Polsce, w rezultacie czego utworzona została przy Instytucie komisja złożona z przedstawicieli różnych Instytucji zainteresowanych oraz klubów radioamatorskich. Komisja ta opracowała statut ogólnopolskiej organizacji krótkofalowców pod nazwą „Polski Związek Krótkofalowców"; statut, po podpisaniu go przez poszczególne kluby wchodzące do P.Z.K. jako członkowie założyciele, będzie w dniach najbliższych przedstawiony do zalegalizowania.

Zaraz po zalegalizowaniu statutu odbędzie się w Warszawie I-sze Walne Zgromadzenie członków P.Z.K. połączone z I-szym Ogólno-Polskim Zjazdem Krótkofalowców i z wystawą radiostacji i sprzętu krótkofalowego. (W ostatniej chwili z Instytutu Radiotechnicznego otrzymaliśmy komunikat, w myśl którego Zjazd odbędzie się przy końcu lutego 1930 r.) W Zjeździe brać udział mogą: 1. Wszyscy krótkofalowcy, którzy mają zezwolenie od M.P.iT. na założenie i eksploatowanie radiostacji krótkofalowej; 2. Wszyscy członkowie poszczególnych Klubów i Związków Krótkofalowców; 3. Wszyscy krótkofalowcy-amatorzy, którzy faktycznie pracują w tej dziedzinie lecz nie należą do żadnego z Klubów lub Związków. W charakterze gości bez prawa decydującego głosu. Wszyscy sympatycy ruchu krótkofalowego. Do udziału w Zjeździe i wystawie zostały zaproszone tak samo firmy radiotechniczne, wyrabiające radiostacje i w ogóle radiosprzęt krótkofalowy.

Zamierzony Zjazd będzie niejako przeglądem sił naszego krótkofalarstwa, sprawozdaniem z prac już dokonanych, z wyników już osiągniętych, oraz z zamiarów i programów na przyszłość. Zjazd ten powinien przekonać czynniki miarodajne o żywotności i dużem znaczeniu krótkofalarstwa, a zatem powinien przyczynić się do zapewnienia krótkofa-

larstwu moralnej i materialnej pomocy i opieki ze strony tych czynników, jak to już oddawna dzieje się w państwach sąsiednich. Z tego względu w Zjeździe powinni wziąść udział możliwie wszyscy tak zrzeszeni jak i niezrzeszeni krótkofalowcy, przez co Zjazd będzie miał większe znaczenie i przyniesie odpowiednio większe korzyści krótkofalarstwu. Szczegółowy program prac i ostateczny termin Zjazdu będzie ogłoszony w czasie najbliższym. Informacyj dotyczących Zjazdu, udziela Komitet Organizacyjny Zjazdu krótkofalowców mieszczący się przy Instytucie Radiotechnicznym w Warszawie, ul. Mokotowska L.6. Wszelkie możliwe wnioski dotyczące Zjazdu kierować należy pod tym adresem.

■ Dnia 23 listopada b.r. przekazana została przez polskie biuro QSL przy L.K.K. 30.000-na z rzędu karta. Karta pochodziła od stacji niemieckiej D4GY i była adresowana do lwowskiego nadawcy SP3DP.

■ Modulacja przez absorbcję: najprostszy sposób modulowania fali nośnej polega na tem, że umieszcza się w obwód antenowy mikrofon węglowy. Fale głosowe uderzając w mikrofon zmieniają w nim swoim rytmem opór mikrofonu, który pobiera wskutek tego mniej lub więcej energii z anteny. Fala wysyłana jest tem samem modulowana.

■ Stacja SP3LZ (Z. Leńko) rozpoczęła swą działalność 1 czerwca 1929 r., posługując się aparaturą nadawczą typu Hartley, mocą około 50 Watt prądu zmiennego (ac) na lampie TA 08/10. W miesiącach lipcu i sierpniu stacja była czynną przy mocy około 3 Watt, 150 wolt dc, na lampie B406, osiągając w tych warunkach Taszkent, przy sile odbioru r6. Od września, po spaleniu się lampy TA 08/10 pracuje stacja na lampie TA 1/40 mocą około 100 Watt. Na tej mocy, oprócz Europy osiągnięto: Mezopotamię, Turkestan, Armenię, Algier i Wyspy Kanaryjskie, używając zazwyczaj anteny L 27m, bez przeciwwagi. W niedalekiej przyszłości moc zostanie znacznie podwyższoną, oraz zostanie zastosowana antena typu „Zeppelin". Za odbiornik służy Schnell 0-V-2. Kart wysłano 420, otrzymano 300.

■ Pierwszym polskim WAC'em jest SP3KX z Poznania, którego to armata dx'owa uzyskała ostatnio dyplom WAC'u z racji swej komunikacji z wszystkimi częściami świata. Stacja SP3KX donosi o swej codziennej pracy od 14–16 godz. na fali 10 m i prosi o komunikowanie się z nią celem współpracy.

■ TPAX, p. T. Hoeftman, jeden z pierwszych polskich krótkofalowców, bawi obecnie na studiach w Grenoble, skąd nadaje pod znakiem F8TPAX. Stacja ta jest dobrze u nas słyszaną prawie codzień w nocy na fali około 42 m.

■ Fenomenalny wynik nasłuchowy osiągnął SP3KX, słysząc PK4TP (Sumatra) doskonałem QRK na 28 Mc(10 m). QSA 5, r 8 przy znikomym QSS w porze południowej o 1235 GMT. Próby nawiązania kontaktu stacji SP3KX z powyższą stacją nie doszły jednak do skutku.

■ Słynny lotnik francuski Le Brix podejmuje rajd do Indochin. Znak wywoławczy samolotu Le Brix'a: FAJHU. Fala 28 m.

■ Dzięki staraniom Zarządu L.K.K. członkowie nasi uzyskują odtąd znaczny rabat przy zakupie Call Booku. Mianowicie zamiast 1 dolara, cena Call Booku wynosi dla członków L.K.K. 70 cent. (około 6 zł. 20 gr.) Ponieważ jednakowoż minimum zamówienia wynosi 10 egz, prosimy więc wszystkich naszych członków chcących nabyć Call Book o zgłoszenie tego w Sekretariacie L.K.K. *(wybrał SP5HS)*

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU DX

NA PASMACH

● Niemiecka Republika Demokratyczna wprowadza od nowego roku dla swych krótkofalowców nowe prefiksy: zamiast dotychczasowych DM będą używane znaki Y2 do Y9. Kompletny znak wywoławczy będzie się składał z prefiksu, cyfry dodatkowej oraz jedno, dwu, lub trzyliterowego sufiksu. Nowe znaki wywoławcze podzielono następująco: Y21A do Y29Z – stacje przekaźnikowe, Y31A do Y31Z – znaki specjalne na czas zawodów, Y41A do Y41Z – radiolatarnie, Y61A do Y69Z – stacje nadające komunikaty, Y21AA do Y29ZZ – stacje indywidualne, Y31AA do Y99ZZ – stacje klubowe. Stacje okolicznościowe (jubileuszowe) będą otrzymywać znaki z drugą cyfrą zero, np. Y3ØAA. Przedostatnia litera w znaku stacji klubowej umożliwia określenie operatora: A oznacza osobę szkolącą się, B do Y – uprawnionego operatora, Z – kierownika radiostacji. Ostatnia litera – jak dotychczas – oznacza okręg: A, U – Rostock; B – Schwerin; C – Neubrandenburg, D, P – Poczdam; E – Frankfurt nad Odrą, F, X – Chociebuż; G, W – Magdeburg; H, V – Halle; I, Q – Erfurt; J, Y – Gera; K – Suhl; L, R – Drezno; M, S – Lipsk; N, T – Karl Marx Stadt; O – Berlin, Z – oznacza radiostację centralną. Dotychczasowe znaki będą zmienione jak następuje: DM2AAO na Y21AO, DM2ABO na Y21BO, DM2BAO na Y22AO itd. Znak Y31ZO oznacza kierownika stacji klubowej w okręgu berlińskim. Krótkofalowcy zagraniczni będą otrzymywać znaki według wzoru Y9/SP5AAA.

● W czasie oddawania materiału do druku, Światowa Konferencja Radiowa (WARC) pracowała już na pełnych obrotach. Wyniki tej konferencji, na której delegacje 154 krajów ustaliły na najbliższe 20 lat (a więc do roku 2000!) przydziały częstotliwości dla poszczególnych służb, był oczekiwany przez krótkofalowców z ogromnym zainteresowaniem. Nie znamy jeszcze wyników WARC zatwierdzonych na końcowym posiedzeniu plenarnym w dniu 30 listopada. Podamy je niezwłocznie po otrzymaniu. Obecnie – dla zilustrowania wielkości konferencji podamy, że kosztowała ona 8,5 miliona franków szwajcarskich, wzięło w niej udział 1450 delegatów, zaś ilość opublikowanych materiałów sięgnęła 31 milionów arkuszy formatu A 4.

● Uroczyste obchody 400-lecia Uniwersytetu Wileńskiego imienia Kapsukasa (dawnego Uniwersytetu Stefana Batorego – nazwanego tak na cześć swego założyciela) zostały uczczone wzmożoną aktywną pracą stacji uniwersyteckiej UK2BAB. Pracuje ona w pasmach KF i UKF wszystkimi rodzajami emisji łącznie z RTTY. Aktywem krótkofalowców Uniwersytetu Wileńskiego kieruje Giedrius UP2CG.

● Nowe państwo na Pacyfiku – Kiribati otrzymało przydział prefiksów od T3A do T3Z.

● Po dłuższym okresie niewydawania licencji na Seszelach, pojawiło się na pasmach 5–6 stacji S7. Najaktywniejszymi są Bill S79WHW, dobrze słyszany w godzinach popołudniowych oraz Dick S79DW. Dick używa transceivera KW2000A i anteny G5RV.

● W początku bieżącego roku 5 litewskich stacji indywidualnych i trzy klubowe legitymowało się wynikiem ponad 200 krajów DXCC. Dyplomy 5BDXCC otrzymali dotychczas UK2PAF, UP2NV, UK2BAS i UP2OU.

● Brytyjska wyspa Man, słynna z wyścigów motocyklowych i bezogoniastych kotów, obchodzi swe tysiąclecie. Jeśli ktoś nawiązał w ciągu 1979 roku łączność z jedną stacją okolicznościową GT i czterema stacjami GD, może otrzymać piękny dyplom okolicznościowy. Wyciąg z logu wraz z 12 IRC należy przesłać przed 31 marca 1980 r. do GD4FWQ, 20 Terence Avenue, Douglas, Isle of Man.

● Z Papua-Nowa Gwinea słyszana jest na 14 MHz CW we wczesnych godzinach rannych YU2NFJ/P2, operator Zlat. Prosi o karty QSL przez biuro.

● Z okazji tegorocznego Dnia Telekomunikacji szereg stacji francuskich używało znaków okolicznościowych. Podajemy QSL-managerów tych stacji: HW2ITU – F6EEM, HW3ITU – F6BLZ, HW5ITU – F9OE, TK2ITU – F6DCQ, TK3ITU – F8OP, TK5ITU – F5IN, TK6ITU – F6BFH, TK8ITU – F6EBN, TK9ITU – F9RM.

● Wczesnym popołudniem można usłyszeć na 14 MHz Jacka KX6FP z Wysp Marshalla. Jego QSL managerem jest WD4NVH.

● W ciągu bieżącego roku stacje szeregu krajów używały z okazji różnych jubileuszy okolicznościowych prefiksów. I tak stacje holenderskie w październiku i listopadzie pracowały jako PA5Ø i PA51, stacje w Dżibuti (J28) przez krótki okres pracowały jako J27, stacje w Liberii (EL) pracowały jako 5L.

● Dave WB4LRB pracuje na 14 MHz CW z Georgetown w Gujanie pod znakiem WB4LRB/8R1. Prosi o karty via N4BPP.

● Każdego roku odbywają się światowe zawody SSTV (wolno analizująca telewizja amatorska) oraz liczne okresy aktywności SSTV. O popularności tego atrakcyjnego typu emisji wśród krótkofalowców świadczy fakt przeprowadzenia przez G3WW łączności SSTV z 1251 stacjami w 99 krajach. A my w Polsce wciąż oczekujemy na licencje SSTV i nie możemy pómóc G3WW w uzyskaniu setnego kraju!

● LU3ZY pracuje aktywnie CW i SSB z wysp Płd. Sandwich. Najlepiej słychać go w godzinach popołudniowych na 21 i 28 MHz. Mimo zastrzeżeń brytyjskich (Anglicy uważają te wyspy za swą wyłączną posiadłość), ARRL uznaje bez zastrzeżeń karty LU3ZY do DXCC.

● Nie otrzymaliśmy jeszcze pełnego sprawozdania z tegorocznego Zjazdu Polskiego Klubu DX w Chorzowie. Zamieścimy je wraz z tekstem uchwały zjazdowej w następnym numerze. Obecnie podamy jedynie, że na obecną kadencję został ponownie wybrany Zarząd Klubu w dotychczasowym składzie. Prezesowi Edwardowi Breitowi SP2AJO i członkom zarządu redakcja życzy owocnej pracy.

● Również w Polsce krótkofalowcy coraz częściej biorą udział w różnych akcjach i próbach terenowych, działając na rzecz społeczeństwa bądź poszczególnych organizacji i stowarzyszeń. Po nadzwyczaj udanym udziale Polskiego Związku Krótkofalowców w wiosennych ćwiczeniach obrony cywilnej, Warszawski Klub Krótkofalowców PZK w porozumieniu z Automobilklubem Warszawskim zorganizował sieć łączności w czasie samochodowego rajdu Polskiego Fiata w dniach 5–6 października br. W Warszawie pracowały stacje klubowe SP5PWK i SP5PJX, zaś z terenowych QTH na trasie rajdu na terenie trzech województw północnych SP5DZI, SP5HS, SP5CBA, SP5ALP, SP5CKE i SP5CZA. Przekazywano wyniki poszczególnych odcinków specjalnych, informacje dla prasy oraz polecenia kierownictwa rajdu. Stacje pracowały emisją SSB w pasmie 3,5 MHz oraz emisją F3 w pasmie 144 MHz. Mimo skromnych sił i środków, łączność amatorska okazała się znacznie skuteczniejsza i operatywniejsza od równolegle działającej sieci łączności profesjonalnej. Warszawski Klub Krótkofalowców otrzymał od organizatorów rajdu – Automobilklubu Warszawskiego i Fabryki Samochodów Osobowych gorące podziękowania, których część należy się Państwowej Inspekcji Radiowej za szybkie wydanie zezwoleń na pracę z terenowych QTH. Szkoda tylko, że brak zezwoleń „mobile" uniemożliwił warszawskim krótkofalowcom przekazywanie wiadomości wprost z trasy rajdu.

SP5HS

re — radioamatorstwo w LOK

KRÓTKOFALOWCY Z NRD W SZCZECINIE

W dniach 6–10.09.1979 r. w Szczecinie pracowała radiostacja GST Rostock ze znakiem wywoławczym DM3YA/SP1. Operatorami tej stacji byli koledzy: DM2DYA, DM3RYA, DM3LDA, DM2BHA, DM2CFA, DM5CA. Grupa ta dysponowała własnym klubowym 5-pasmowym transceiverem „TELTOW 215C" firmy RFT produkowanym wyłącznie dla radioamatorów, anteną W3DZZ oraz prototypem kierunkowej anteny ramowej na 28 MHz. Stacja była zainstalowana w „Domu Marynarza" w Szczecinie na X piętrze, zaś anteny umieszczono na XII piętrze. Radiostacja pracowała prawie bez przerwy przez cały okres, na 5 pasmach radioamatorskich i nawiązała 350 QSO głównie ze stacjami DM i SP. Ponadto przeprowadzono próbne łączności na 10 m za pomocą anteny prototypowej. W czasie prób uzyskano raporty z VK–53, JA–59, YV–58, 5X5–58, posługując się nadajnikiem o mocy około 70 W.

Stacja pracowała głównie emisją SSB z uwagi na to, że na CW znak wywoławczy był zbyt długi i dlatego nawiązano telegrafią tylko kilkanaście QSO.

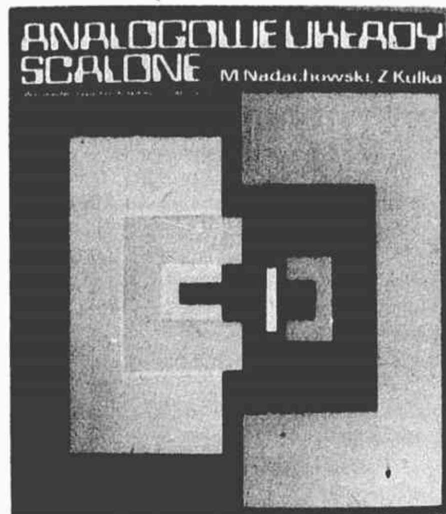
W dniu 8.09.1979 r. w Morskim Ośrodku Kultury i Informacji PZM w Szczecinie odbyło się spotkanie grupy krótkofalowców NRD z zaprzyjaźnionymi od dłuższego czasu członkami klubów SP1KAA, SP1KKO, SP1KVD i innymi krótkofalowcami Szczecina, przy udziale przedstawicieli Komitetu Obwodowego Samorządu Mieszkańców nr 35, ZW LOK i ZOW PZK w Szczecinie. Podczas spotkania ustalono przybliżony termin pobytu grupy 10 krótkofalowców klubów szczecińskich w NRD i pracy stacji polskiej z terenu Rostocku. Zaplanowano również przybliżony termin pracy naszej stacji na kwiecień 1980 r. Na spotkaniu pożegnalnym koledzy z NRD wyrazili gorące podziękowanie dla Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców i Głównego Inspektoratu Państwowej Inspekcji Radiowej za szybkie wydanie zezwolenia na pracę stacji DM z terenu SP. Należy wspomnieć, że jest to pierwsza zespołowa praca krótkofalowców NRD z terenu obcego państwa.

Wyrażono również podziękowanie wszystkim kolegom z SP za nawiązanie QSO ze stacją DM3YA/SP1.

Karty QSL dla tej stacji należy przesyłać do biura QSL w NRD.

Wiceprezes Klubu SP1KVD
Janusz Przybylski

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI polecają:



Michał Nadachowski, Zbigniew Kulka
– ANALOGOWE UKŁADY SCALONE
Wyd. 1, format B5, str. 656, rys. 445, cena 180 zł

Książka stanowi monografię obejmującą całokształt zagadnień analogowych układów scalonych – rozpoczynając od technologii i konstrukcji, przez budowę schematową i właściwości funkcjonalne układów, kończąc na licznych przykładach zastosowań. Treść książki jest uzupełniona danymi technicznymi nowoczesnych analogowych układów scalonych, dzięki czemu książka może stanowić cenną pomoc dla projektantów urządzeń elektronicznych.

Odbiorcy: pracownicy naukowi i techniczni uczelni i instytucji, inżynierowie i technicy zatrudnieni w przemyśle oraz studenci wydziałów elektronicznych.

Do nabycia w księgarniach Domu Książki

GENERATORY

Telewizyjny do 250 MHz
VIDEO-TEST
Cena 340 zł



Radiowe m.cz. i w.cz.
FONO-TEST do 6 MHz
Cena 290 zł
FONO-TEST-LUX do 30 MHz
Cena 350 zł

Przydatne do lokalizacji uszkodzeń. F + V lub F lux + V daje obraz pseudokraty. Szczegółowa instrukcja Roczna gwarancja. Przy kupnie kompletu rabat 20 zł. Dostawa pocztą w 7 dni. Płatne przy odbiorze + porto. Uwaga: nowe przyrządy dla serwisu RTVC. Napisz – wyślemy prospekt!

ELTEST – skr. poczt. 71, 81-605 Gdynia, Słoneczna 64

SPIS TREŚCI ROCZNIKA 1979
MIESIĘCZNIKA RADIOELEKTRONIK

	Nr	Str.
Z KRAJU I ZE ŚWIATA	1–12	

ELEKTROAKUSTYKA

	Nr	Str.
Nowości techniki Hi-Fi – doc. mgr inż. Aleksander Witort	1	6
Czwórnik RC typu TT w elektronicznych instrumentach muzycznych – inż. Zbigniew Stanisław Woźniak	2	31
Nowa charakterystyka korekcyjna RIAA – A.W.	2	33
Dekoder kwadrofoniczny systemu SQ – mgr inż. Leopold Witkowski	3	51
Wzmacniacz o mocy 50 W – R.T.	3	57
Elektroniczne przystawki instrumentów muzycznych – Wojciech Perliński	3	58
Kwadrofoniczny system CD-4 – mgr inż. Michał Przybyszewski	4	83
Zespoły głośnikowe do instalacji nagłośniających – A.W.	4	90
Dynamiczny ogranicznik szumów – A.W.	4	98
Korektor do adaptera magnetycznego – mgr inż. Cezary Rudnicki	4	99
Obliczanie wzmacniaczy m.cz. – mgr inż. Maciej Feszczuk	5	111
Prosty korektor barwy dźwięku – Wojciech Perliński	5	121
Układ przesuwnika fazowego – R.T.	5	122
Aktywny filtr m.cz. – R.T.	6	138
Automatyczny wyłącznik magnetofonu – Z.T.	6	146
Korektor charakterystyki częstotliwościowej – R.T.	6	154
Układ regulacji prądu spoczynkowego wzmacniacza – A.W.	6	159
Zastosowania tranzystorów typu BD135...BD140 – mgr inż. Krystyna Prószyńska	7–8	162
Technika cyfrowa w elektroakustyce – A.W.	7–8	167
Radiatory – mgr inż. Maciej Feszczuk	7–8	169
Wzmacniacz Hi-Fi 2×20 W – mgr inż. Cezary Rudnicki	7–8	175
Metronom elektroniczny – Tadeusz Berdys	7–8	197
Wzmacniacz o mocy 80 W – mgr inż. Krystyna Prószyńska	9	211
Elektroniczna perkusja – cz. I – mgr inż. Bogdan Witkowski	10	238
Elektroniczna perkusja – cz. II – mgr inż. Bogdan Witkowski	11	259
Czy nadchodzi schyłek „wież" Hi-Fi? – R.T.	11	okł. III
Układy stabilizacji termicznej w wzmacniaczach m.cz. – mgr inż. Maciej Feszczuk	12	283
Kasety „Ferrum Forte" – mgr inż. Albin Dłużniewski, mgr Jan Kubera	12	286
Układ „Dolby B" w magnetofonie ZK 246 – Jerzy Dobrzykowski	12	289

PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

	Nr	Str.
Grubowarstwowy wzmacniacz m.cz. typu GML-026 – mgr inż. Wojciech Grzesiak, inż. Jacek Pająk, Jerzy Bala	2	27
Zestawy radioamatorskie diod, tranzystorów i układów scalonych – inż. Adam Wojtarowicz	7–8	180
Tranzystory mocy i tyrystory do odbiorników telewizji kolorowej – Janusz Borczyński	7–8	190
Triaki w zastosowaniach amatorskich – inż. Wojciech Grzesiak, inż. Jacek Pająk	12	299
Układ scalony LA1230 – Marek Tarnowski	12	301

NOWA TECHNIKA I TECHNOLOGIA

	Nr	Str.
O mikroprocesorach – Andrzej Sowiński	1	3
Płyty wizyjne – mgr inż. Bohdan Witkowski	5	107
CAMAC – Aleksander Witort	6	131
Przyrządy półprzewodnikowe o sprzężeniu ładunkowym (CCD) – mgr inż. Michał Duszak, mgr inż. Stanisław Krawczyk	6	135
Światłowody i ich zastosowania – mgr inż. Teresa Lachowicz-Balcer	7–8	202
Układy cyfrowe i technologia I²L – mgr inż. Michał Duszak, mgr inż. Stanisław Krawczyk	10	241

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE

	Nr	Str.
Prosty szerokopasmowy miliwoltomierz – R.T.	2	47
Cyfrowy miernik częstotliwości rezonatorów kwarcowych – mgr inż. Piotr Nitecki	3	61
Częstościomierz cyfrowy 50 MHz – cz. I – mgr Bogusław Kalinowski	5	118
Częstościomierz cyfrowy 50 MHz – cz. II – mgr Bogusław Kalinowski	6	139
Modułowy system pomiarowy MSP-1 – Adam Kowalczyk	9	213
Oscyloskop w praktyce radioamatora – cz. I – mgr inż. Janusz Łączyński	10	246
Oscyloskop w praktyce radioamatora – cz. II – mgr inż. Janusz Łączyński	11	265
Próbnik tranzystorów – Krzysztof Toboła	12	305

TECHNIKA RTV

	Nr	Str.
Dekodery systemu SECAM – mgr inż. Tymon Derk	1	9
Elektroniczne przełączniki małych sygnałów m.cz. – mgr inż. Cezary Rudnicki	2	42
Zespół załączająco-programujący ZZP-20520E z manipulatorami dotykowymi do OTV – mgr inż. Stanisław Dawidowicz	3	78
Układ scalony UL1540 – Leszek Szmidt	7–8	164
Układ scalony UL1242N – mgr inż. Cezary Rudnicki	7–8	194
Uszkodzenia w OTVC Rubin i Elektron – Edward Janicki	7–8	208
Wybrane uszkodzenia w OTVC Rubin i Elektron – mgr inż. Janusz Gewald	9	226

URZĄDZENIA ZASILAJĄCE

	Nr	Str.
Sterowanie przekaźnika napięciem niższym od znamionowego – Ryszard Krogulski	10	255
Aktywny dzielnik napięcia – Ryszard Krogulski	12	304

ELEKTRONIKA DOMOWA

	Nr	Str.
Elektroniczny zegar cyfrowy – Sławomir Bilicz	3	54
Ultradźwiękowy zespół zdalnego sterowania rzutnikiem przeźroczy – mgr inż. Cezary Rudnicki	3	okł. III
Zamek elektroniczny – Janusz Cierpisz, Joanna Ligorowska	6	137
Układ do sterowania ogrzewaniem elektrycznym – mgr inż. Grzegorz Kuśmider-SP5AZQ	6	152
Wyłączniki elektroniczne – inż. Zdzisław Tkaczyk	9	224
Przekaźnik czasowy – Antoni Białoszewski	10	254

RADIOKOMUNIKACJA

Tytuł	Nr	Str.
System dyspozytorski w „Radio-Taxi" w Warszawie – inż. Zdzisław Dyjas	1	16
Automatyczny klucz telegraficzny z „pamięcią" – mgr inż. Andrzej Łobzowski-SP5DDF	3	69
Pięciopasmowa antena krótkofalowa – mgr inż. Adam Kustroń-SP9FEW	4	96
Radzieckie przemienniki satelitarne RS – Andrzej Pelczar-SP9ADU	4	100
Radiosputniki amatorów radzieckich – A. W. Gorochowskij	6	233
Układy RiT – Wiktor Chojnacki	9	217
Filtry drabinkowe – mgr inż. Zdzisław Bieńkowski-SP6LB	11	272
Nowy rodzaj modulacji AM – SP6HTP	11	276

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

Tytuł	Nr	Str.
Odbiornik telewizji kolorowej T5601 – cz. I – Z.B.	1	10
Odbiornik telewizji kolorowej T5601 – cz. II – Z.B.	2	35
Odbiornik telewizji kolorowej T5601 – cz. III – Z.B.	3	63
Przenośny radioodbiornik LUIZA – Eugeniusz Korzeniewski	4	91
Gramofon G-1100FS DANIEL – mgr inż. Cezary Rudnicki	5	116
Odbiorniki radiofoniczne PMP-102 CAMPING i PMP-105 AZYMUT – mgr inż. Józef Madera	6	143
Odbiornik radiofonicznx MERKURY Hi-Fi – mgr inż. Stefan Nowicki	7–8	181
Odbiornik telewizyjny LUXOMAT 135 – mgr inż. Janusz Gewald, inż. Sławomir Jagodziński	9	219
Domofon – mgr inż. Stanisław Ryżko, inż. Janusz Zembaczyński	10	243
Gramofon ze wzmacniaczem WG-902f ARTUR – Wojciech Czerwiński	11	268
Odbiornik radiofoniczny RADMOR 5102 – mgr inż. Maciej Sokólski	12	294

OCENY EKSPLOATACYJNE

Tytuł	Nr	Str.
Radioodbiornik przenośny Luiza	4	94

ELEKTRONIKA SAMOCHODOWA

Tytuł	Nr	Str.
Układ sygnalizacji działania świateł „stop" – Roman Piwoński	3	okł. IV
Tranzystorowe urządzenie zapłonowe do silnika samochodowego – inż. Zygmunt Witort	5	123
Filtr do obrotomierza samochodowego – mgr inż. Jan Frączek	6	158
Prostownik do ładowania akumulatorów – R.T.	6	158
Wskaźnik wartości napięcia – mgr inż. Witold Jaszczuk	9	231

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Tytuł	Nr	Str.
Przystosowanie magnetofonu ZK 246 do sterowania rzutnikiem „Diapol-automat" – Waldemar Wysoki	2	48
Sterowanie siedmiosegmentowych wskaźników cyfrowych – Jerzy Staniaszczyk	2	48
Zabezpieczenie wzmacniacza mocy – mgr inż. Marek Karbarczyk	10	256
Usprawnienie pracy wzmacniacza antenowego typu WA-1a – Zygmunt Olczyk	10	okł. III
Wyświetlanie dodatkowych segmentów w kalkulatorach „Brda 10...12" dla cyfr 6 i 9 – Mirosław Tarnowski	11	280
Dodatkowe prędkości w magnetofonach kasetowych MK 122 i MK 125 – Jerzy Gdula	12	306

RÓŻNE

Tytuł	Nr	Str.
Zakłócenia w odbiornikach radiofonicznych – mgr inż. Janusz Czerniewski, mgr inż. Hanna Grunwald-Podkowska, inż. Leopold Purek	1	24
Programowany zegar cyfrowy do fotografii – inż. Jerzy Kałużny, Ryszard Nowak	2	34
Nowości Zakładów Radiowych DIORA – mgr inż. Ryszard Krzyżanowski	2	okł. III
Przetwornica do lampy błyskowej Amilux – Jerzy Szuszniak	4	97
Radziecki sprzęt powszechnego użytku – R.T.	4	okł. III
Warszawski Klub Hi-Fi	6	160
Odbiorniki radiowe i radiomagnetofony produkowane w ZR Unitra-Eltra w 1979 r. – inż. Aleksander Kacperski	6	okł. III
Zestawy Hi-Fi – mgr inż. Jerzy Serafin	7–8	192
Propozycje do nowego Regulaminu Radiokomunikacyjnego – mgr inż. Andrzej Cieśliński	7–8	201
Odpowiedniki krajowych układów scalonych – inż. Zdzisław Tkaczyk	7–8	okł. IV
Rozwój elektronicznego sprzętu powszechnego użytku Hi-Fi w świecie – mgr inż. Jerzy Serafin	9	okł. III
Elektronika w Centrum Zdrowia Dziecka – inż. Tomasz Ciepielowski	10	235
30 lat działalności edytorskiej Wydawnictw Komunikacji i Łączności	11	okł. III
Spis treści rocznika 1979 miesięcznika RADIOELEKTRONIK	12	312

RADIOAMATORSTWO W LOK

Tytuł	Nr	Str.
Rejonowe zawody sprawnościowe radiotelegrafistów	7–8	207
Krótkofalowcy z NRD w Szczecinie – Janusz Przybylski-SP1KVD	12	311

PRZEGLĄD WYDAWNICTW — nry: 1, 4, 5, 10, 12

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

Tytuł	Nry
Wiadomości Zarządu Głównego PZK	nry: 2, 5, 6
Wiadomości Polskiego Klubu ARL	nry: 1, 4
Wiadomości SP DX Klubu	nry: 3, 5, 6, 11
Wiadomości Polskiego Klubu UKF	nry: 9, 10
Wiadomości IARU	nry: 1, 3, 4, 6, 10

Zawody

Tytuł	Nr	Str.
Wyniki Międzynarodowych Zawodów SP DX Contest 1978	3	75
SP-DX Maraton (stan na 31 grudnia 1978 r.)	6	155
VIII Mistrzostwa Polski w amatorskiej radiolokacji sportowej	11	277

Regulaminy

Tytuł	Nr	Str.
Wyciąg z Regulaminu Zawodów VHF, UHF/SHF I Regionu IARU	9	228
Wyciąg z Regulaminu Zawodów Nasłuchowców VHF/UHF/SHF I Regionu IARU	9	229
Regulamin Polskiego Klubu UKF PZK	10	251
Intercontest UKF	10	252

Dyplomy

Tytuł	Nr	Str.
Dyplomy PK UKF	10	252

Na pasmach — nry: 1–4, 7–8, 9, 10, 11, 12

Różne

Tytuł	Nr	Str.
U35LWP – QTH Lenino	1	19
VII Plenum Zarządu Głównego PZK	2	43
VI Ogólnopolskie spotkanie krótkofalowców w Piekarach Śląskich	2	44
Drugie spotkanie krótkofalowców w Jarosławiu	3	76
Sztafeta krótkofalarska „DDR 30"	5	126
Radiolatarnie amatorskie UKF	6	155
Idziemy z postępem	6	157
Przed pięćdziesięciu laty: nry: 7–8, 9, 10, 11, 12		
Jest ich pięćdziesięciu	9	227
Członkowie rzeczywiści PK UKF	10	253
Kalendarz krótkofalowskich imprez sportowych na rok 1980	12	308

re przegląd wydawnictw

PODSTAWOWE UKŁADY ELEKTRONICZNE. NIELINIOWE UKŁADY ANALOGOWE – doc. dr inż. Jerzy Pawłowski. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1979 r. Wyd. 1. Nakład 10 000 egz., str. 560, cena zł 150.–

W książce tej autor podjął się niełatwego zadania usystematyzowania i zebrania w spójną całość podstawowych zagadnień związanych z nieliniowymi układami scalonymi.

Książka rozpoczyna się od precyzyjnej definicji nieliniowych układów elektronicznych i omawia podstawowe zagadnienia związane z parametrami i własnościami dwójników nieliniowych oraz z modelami elementów czynnych. Wyczerpującym uzupełnieniem tego wstępu jest omówienie (rozdział 2) elementarnych zjawisk w obwodach nieliniowych. W rozdziałach tych jest ukazany także ogólny algorytm tworzenia równań opisujących takie układy, co daje pewne pojęcie o obszernej dziedzinie komputerowych metod analizy i projektowania układów nieliniowych.

W dalszej części książki autor przechodzi do omówienia poszczególnych rodzajów układów nieliniowych, poczynając od układów zasilających, łącznie z zagadnieniami dotyczącymi prostowników sterowanych (rozdział 3).

Szczególną rolę pełni rozdział czwarty, ze względu na to, że omówiono w nim układy operacyjne, zyskujące coraz większe znaczenie w obwodach przekształcania sygnałów analogowych. Zagadnienia poruszane w tym rozdziale stanowią podstawę do rozważań zawartych w dalszej części książki – rozważań dotyczących mieszaczy, modulatorów i demodulatorów (rozdziały 5, 6 i 7).

Zakres tematyki jest więc bardzo szeroki, a zasługą autora było przedstawienie jej w sposób jasny i usystematyzowany. Pomogło temu zwłaszcza bardzo staranne i przejrzyste opracowanie graficzne ułatwiające odbiór i zrozumienie tej niełatwej dziedziny układów elektronicznych.

Książka stanowi w zasadzie kompletny przegląd zagadnień związanych ze zjawiskami nieliniowymi. Żałować należy jedynie, że powstała pewna nierównowaga w ważności i aktualności omawianych układów. Wydaje się, że autor starał się oprzeć na układach podstawowych zapominając, że niektóre z nich mają, jeśli nie historyczne, to w każdym razie malejące znaczenie. Tak więc zamieszczone są opisy modulatorów lampowych lub stosunkowych demodulatorów FM, natomiast odczuwa się brak analizy mieszaczy na tetrodach, coraz częściej stosowanych w głowicach UKF, czy marginesowe potraktowanie zagadnień współczesnych demodulatorów FM, tak powszechnie spotykanych w scalonych układach torów FM odbiorników radiowych.

Pewne rozszerzenie zakresu tematyki, dotyczące układów liniowych (filtry pasywne w układach zasilających, czy operacyjne układy sumacyjne) wydaje się o tyle celowe, że stanowi zamknięcie i istotne uzupełnienie dużych fragmentów zagadnień będących treścią książki.

W sumie, mimo pewnych drobnych niedociągnięć, jest to pozycja wartościowa i interesująca dla szerokiego kręgu osób zajmujących się elektroniką. Wartość książki podnosi znacznie bardzo bogata i potraktowana systematycznie bibliografia, dotycząca zarówno pozycji książkowych, jak i artykułów z czasopism fachowych.

Książka jest cenna zarówno dla studentów, jak i specjalistów opracowujących i stosujących aparaturę elektroniczną. Jest ona także niezwykle przydatna dla inżynierów elektroników różnych specjalności, pragnących po latach praktyki odświeżyć sobie podstawy teoretyczne. Szkoda tylko, że została wydana w tak małym nakładzie.

T.B.

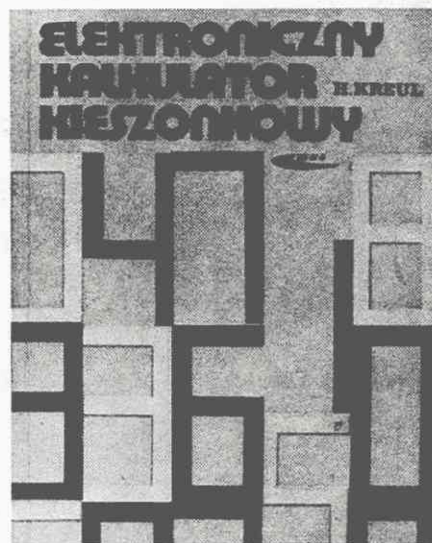
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI polecają:



Jerzy Geisler – TECHNICZNE PROBLEMY NAGRAŃ MUZYCZNYCH.
Wyd. 1, format 200×250 mm, str. 188, rys. 128, cena 95 zł.
W książce opisano zagadnienia dotyczące torów i przetworników elektroakustycznych, konstrukcji urządzeń reżyserskich, zapisu magnetycznego, dźwięków, psychoakustyki, akustyki wnętrz, ergonomii, technologii nagrań, instrumentoznawstwa i instrumentacji, a także analizy technicznej partytur muzycznych. Wszystkie te zagadnienia poparto licznymi przykładami. Treść książki ma charakter interdyscyplinarny ze względu na poruszane w niej tematy z pogranicza techniki i sztuki.
O d b i o r c y: inżynierowie i realizatorzy dźwięku zatrudnieni w studiach nagrań, aranżerowie, kompozytorzy i dyrygenci współpracujący z instytucjami produkującymi nagrania muzyczne, osoby studiujące na kierunkach kształcących inżynierów dźwięku i reżyserów muzycznych.

Hans Kreul – ELEKTRONICZNY KALKULATOR KIESZONKOWY (tłum. z języka niemieckiego Jerzy Dreszer).
Wyd. 1, format 120×195 mm, str. 136, rys. 10, cena 15 zł.
Książka nie opisuje szczegółów technicznej budowy elektronicznych kalkulatorów kieszonkowych, lecz wyjaśnia, jaki typ elektronicznego kalkulatora kieszonkowego jest najlepszy dla określonych celów i zakresu obliczeń. Podano w niej zastosowanie i użytkowanie elektronicznych kalkulatorów kieszonkowych od typów prostych o czterech działaniach i bez pamięci, aż po kalkulatory typu naukowego.
O d b i o r c y: uczniowie, studenci, technicy, inżynierowie, ekonomiści, nauczyciele, biblioteki techników przemysłowych i liceów ekonomicznych.

Do nabycia w księgarniach Domu Książki



WSZELKIEJ POMYŚLNOŚCI

W NOWYM – 1980 – ROKU

życzy Zespół Redakcyjny „Radioelektronika"